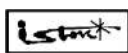




ISSN 2619-1628



Посвящается 125-летию изобретения радиосвязи

СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии

Сборник научных трудов

2020

Вып. 1, ч. 2

Издается с 2020 года

Выходит 1 раз в год

Севастополь
2020

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431

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

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

Редакционная коллегия:

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

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

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

СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо'2020). Вып. 1, ч. 2 :
сб. науч. тр. 30-й Междунар. науч.-техн. конф., Севастополь, 6—12 сентября 2020 г. /
Севастоп. гос. ун-т ; под ред. Ю. Б. Гимпилевича, П. П. Ермолова. — Севастополь :
СевГУ, 2020. — xxii, 484 с.

Сборник содержит материалы 30-й Международной научно-технической конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2020), посвященные теоретическим, экспериментальным, производственно-технологическим, прикладным и историческим аспектам СВЧ-техники и телекоммуникационных технологий. Все материалы сборника проходят рецензирование.

ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ КОНФЕРЕНЦИИ

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

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

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

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

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

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

к. ф.-м. н. Галдецкий А. В., ОАО «НПП «Исток» им. Шокина», Фрязино, Россия

проф. Гимпилович Ю. Б., СевГУ, Севастополь, Россия

к. ф.-м. н. Глумова М. В., КФУ им. В. И. Вернадского, Симферополь, Россия

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

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

к. т. н. Кишинский А. А., АО «Микроволновые системы», Москва, Россия

к. ф.-м. н. Колесов В. В., ИРЭ РАН, Москва, Россия

к. т. н. Кочемасов В. Н., ООО «Радиокомп», Москва, Россия

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Синковская Е. В., СевГУ, Севастополь, Россия

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

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

АДМИНИСТРАТИВНАЯ ГРУППА

Артюхов П. В., СевГУ

Войченко В. Г., КНТЦ им. Попова

Кузьменко В. А., СевГУ

Кулаковская Е. В., СевГУ

к. т. н. Лашенко И. В., СевГУ

Романова Л. П., КНТЦ им. Попова

Свиридова Е. И., КНТЦ им. Попова

к. т. н. Сердюк И. В., СевГУ

Тыщук Ю. Н., СевГУ

к. т. н. Щекатурич А. А., СевГУ

ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ КОНФЕРЕНЦИИ

- д. ф.-м. н., проф. Богуш В. А., БГУИР, Минск, Беларусь (сопредседатель)
 д. т. н., проф. Гимпилевич Ю. Б., СевГУ, Севастополь, Россия (сопредседатель)
 к. т. н. Карушкин Н. Ф., НИИ «Орион», Киев, Украина (сопредседатель)
 к. т. н. Ермолов П. П., СевГУ, Севастополь, Россия (координатор)
- д. ф.-м. н., проф. Абрамов И. И., БГУИР, Минск, Беларусь
 д. т. н. Алыбин В. Г., ОАО «Российские космические системы», Москва, Россия
 д. т. н., проф. Афонин И. Л., СевГУ, Севастополь, Россия
 д. т. н., проф. Белкин М. Е., МИРЭА, Москва, Россия
 д. ф.-м. н., проф. Бичурин М. И., НовГУ, Великий Новгород, Россия
 д. т. н., Богатырёв Ю. В., НПЦ НАН Беларуси по материаловедению, Минск
 к. т. н. Богданов С. А., ОАО «НПП “Исток” им. Шокина», Фрязино, Россия
 к. т. н. Вертегел В. В., СевГУ, Севастополь, Россия
 д. ф.-м. н. Вольвач А. Е., НИИ «КрАО», Кацивели, Россия
 д. т. н., проф. Воскресенский Д. И., МАИ (ТУ), Москва, Россия
 к. ф.-м. н. Галдецкий А. В., ОАО «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. Кишинский А. А., АО «Микроволновые системы», Москва, Россия
 к. т. н., проф. Коберниченко В. Г., УрФУ, Екатеринбург, Россия
 д. т. н., проф. Малютин Н. Д., ТУСУР, Томск, Россия
 д. ф.-м. н., проф. Марчук В. И., ДонТУ, Ростов-на-Дону, Россия
 д. т. н., проф. Нечаев Е. Е., МГТУГА, Москва, Россия
 д. ф.-м. н. Обухов И. А., НПП «Системные ресурсы», Москва, Россия
 д. т. н., проф. Пестриков В. М., СПбГИКиТ, Санкт-Петербург, Россия
 д. т. н., проф. Пестряков А. В., МТУСИ, Москва, Россия
 д. ф.-м. н. Плаксин С. В., ИТСТ «Трансмаг» НАН Украины, Днепр
 к. т. н. Савочкин А. А., СевГУ, Севастополь, Россия
 д. т. н., проф. Сазонов Д. М., НИУ «МЭИ», Москва, Россия
 д. т. н., проф. Совлуков А. С., Институт проблем управления РАН, Москва, Россия
 д. ф.-м. н., проф. Храмов А. Е., Университет Иннополис, Татарстан, Россия
 д. т. н., проф. Широков И. Б., СевГУ, Севастополь, Россия

Содержание

ПЛЕНАРНЫЕ ДОКЛАДЫ

INV.1	ОРГАНИЗАТОР КОНФЕРЕНЦИЙ КрыМиКо ПАВЕЛ ПЕТРОВИЧ ЕРМОЛОВ (к 70-летию со дня рождения) Гимпилевич Ю. Б., Афонин И. Л.	1
INV.2	ИСТОРИЯ КАФЕДРЫ «РАДИОЭЛЕКТРОНИКА И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ» СЕВАСТОПОЛЬСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО УНИВЕРСИТЕТА (к 60-летию основания) Гимпилевич Ю. Б., Афонин И. Л., Ермолов П. П.	3
INV.3	ФОРМИРОВАНИЕ В РОССИИ НАУЧНЫХ НАПРАВЛЕНИЙ И ШКОЛ, ИНИЦИИРОВАННЫХ ИЗОБРЕТЕНИЕМ БЕСПРОВОДНОЙ ТЕЛЕГРАФИИ А. С.°ПОПОВЫМ (к 125-летию изобретения радио) Золотинкина Л. И.	9
INV.4	ЦИФРОВАЯ СОТОВАЯ СЕТЬ ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ КРУПНОГО ГОРОДА С РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ РАДИОСИГНАЛОВ В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ ВОЛН Белкин М. Е.	11
INV.5	ПЕРСПЕКТИВНЫЕ СВЕРХБЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ ПРИБОРЫ ГЕТЕРОСТРУКТУРНОЙ НАНОЭЛЕКТРОНИКИ НА ОСНОВЕ InSb и GaAs Богданов С. А.	14
INV.6	МИНИАТЮРИЗАЦИЯ СВЧ УСТРОЙСТВ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКОГО ПРИМЕНЕНИЯ Алыбин В. Г., Алыбин А. В.	19
INV.7	СОЗДАНИЕ ВИРТУАЛЬНЫХ ПЛАТФОРМ ДЛЯ ФИЗИЧЕСКОГО ОБРАЗОВАНИЯ Губский Д. С., Дайнеко Е. А., Иванова И. Н., Ипалакова М. Т., Клещенков А. Б., Цой Д. Д.	21
INV.8	ДВУХЭЛЕКТРОДНАЯ ЛАМПА ЭДИСОНА — ИННОВАЦИЯ XIX ВЕКА Пестриков В. М.	23

СЕКЦИЯ 1: ТВЕРДОТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И УСТРОЙСТВА СВЧ

1.1	ШИРОКОПОЛОСНЫЕ МАЛОШУМЯЩИЕ УСИЛИТЕЛИ VHF—С ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ Дудинов К. В., Темнов А. М., Ефимов А. С., Днестранская Е. Ю., Полевич С. А.	25
1.2	ОПЫТ ПРИМЕНЕНИЯ ТЕХНОЛОГИИ LTCC В РЕАЛИЗАЦИИ МШУ СВЧ ДИАПАЗОНА В МОНОЛИТНОМ ОБЪЁМНОМ ИНТЕГРАЛЬНОМ ИСПОЛНЕНИИ Ворожцов А. Л., Петренко И. М., Юст П. А.	27
1.3	ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩИЙ СУБМОДУЛЬ С ГИБКОЙ ПЕЧАТНОЙ ПЛАТОЙ ДЛЯ ПОДАЧИ ПИТАНИЯ И УПРАВЛЕНИЯ Карасев М. С.	29
1.4	КОМПЛЕКТ МОНОЛИТНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ ДЛЯ ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩИХ МОДУЛЕЙ X-ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ Кондратенко А. В., Сорвачев П. С.	31
1.5	РАЗРАБОТКА ИНТЕГРАЛЬНОГО УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ W-ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ НА ОСНОВЕ 130 нм SiGe БикМОП ТЕХНОЛОГИИ Будняев В. А., Вертегел В. В.	33

1.6	ИНТЕГРАЛЬНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ РЕКТЕННЫ ДЛЯ СОБИРАНИЯ ЭНЕРГИИ В ДИАПАЗОНАХ 1,8/2,4/5 ГГц Синюкин А. С., Коноплев Б. Г.	35
1.7	РАЗРАБОТКА СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТ W-ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ 130 нм SiGe БИКМОП ТЕХНОЛОГИИ Кожемякин А. С., Кравченко И. В., Вертегел В. В.	37
1.8	МОДЕЛИРОВАНИЕ ТВЕРДОТЕЛЬНОГО ИСТОЧНИКА ХАОТИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ ДИАПАЗОНА 20—100 ГГц Ефремова Е. В.	39
1.9	МЕТОДИКА ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ТЕПЛОВЫХ ПРОЦЕССОВ Калганов А. А., Лисиенко В. Г., Калганова А. П.	41
1.10p	РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО 30 МГц — 1 ГГц ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО КОРРЕКТОРА СКВАЖНОСТИ Поморев А. С., Ветров И. Л.	43
1.11p	РАЗРАБОТКА ШИРОКОПОЛОСНЫХ КВАДРАТУРНЫХ МОДУЛЯТОРА/ДЕМОДУЛЯТОРА С АВТОМАТИЧЕСКОЙ КОРРЕКЦИЕЙ ФАЗОВОЙ ОШИБКИ Дученко Н. В., Поморев А. С., Харитонов С. А., Ковалевский Д. С., Ветров И. Л.	45

СЕКЦИЯ 2: ГИРОРЕЗОНАНСНЫЕ ПРИБОРЫ И СВЧ-ПРИБОРЫ О-ТИПА

2.1	ТЕРАГЕРЦОВАЯ ВЫСОКООРБИТНАЯ ГИРО-ЛБВ Колосов С. В., Батура М. П., Зайцева И. Е.	47
2.2	ЦИКЛОТРОННЫЕ ЗАЩИТНЫЕ УСТРОЙСТВА СВЧ Быковский С. В., Будзинский Ю. А., Котов В. Е., Николаев С. В., Саврухин О. А.	49
2.3	КОЛЛЕКТОР МНОГОРЕЖИМНОГО ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ГИРОТРОНА С ЭКРАНИРОВАННОЙ МАГНИТНОЙ СИСТЕМОЙ Морозкин М. В., Проявин М. Д., Мануилов В. Н., Глявин М. Ю.	51
2.4	О ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОЙ ФОКУСИРОВКЕ ЛЕНТОЧНОГО ПУЧКА В ЗАЩИТНОМ УСТРОЙСТВЕ СВЧ ПРИЕМНИКА Галдецкий А. В.	53
2.5	ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭКРАНИРОВАНИЯ ПРЕЦИЗИОННЫХ ЦЕЗИЕВЫХ АЛТ Агапов А. Н., Духина Н. Г., Мирющенко Н. И., Плешанов С. А., Ревенко К. В., Чугунов В. В.	55
2.6	СКАЧОК ПОТЕНЦИАЛА В ЛАМПАХ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ О-ТИПА Аксенчик А. В., Киринович И. Ф.	57
2.7	СПИРАЛЬНАЯ ЗАМЕДЛЯЮЩАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ЛБВ ММ-ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН Галдецкий А. В., Богомолова Е. А.	59
2.8	ВАКУУМНОЕ ОКНО БАНОЧНОГО ТИПА ДЛЯ ВЫВОДА ЭНЕРГИИ СВЕРХМОЩНОГО КЛИСТРОНА S-ДИАПАЗОНА Галдецкий А. В., Савин А. Н.	61
2.9	О ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ШИРОКОПОЛОСНОЙ ЛБВ САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА С МПФС В ИМПУЛЬСНОМ РЕЖИМЕ С МОДУЛЯЦИЕЙ ПО УПРАВЛЯЮЩЕМУ ЭЛЕКТРОДУ Духина Н. Г., Жарихин С. В., Паницков В. И., Полянская Т. И., Приступчик Н. К.	63

СЕКЦИЯ 3/1: РАДИОЛОКАЦИЯ, РАДИОНАВИГАЦИЯ, РЭБ

3.1	ПРИМЕНЕНИЕ МОБИЛЬНЫХ ПСЕВДОСПУТНИКОВ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ НАВИГАЦИОННОГО ПОЛЯ СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ НАВИГАЦИИ Скрыпник О. Н., Нечаев Е. Е., Арефьев Р. О., Арефьева Н. Г.	65
3.2	РЕЗУЛЬТАТЫ ИСПЫТАНИЙ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ НАНОСПУТНИКОВ И ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО СОЗДАНИЮ КОСМИЧЕСКИХ СИСТЕМ НА ИХ ОСНОВЕ Волков С. А., Данилин Н. С., Потюпкин А. Ю., Селиванов А. С., Сергеев А. С., Тимофеев Ю. А.	67
3.3	УГЛОВАЯ РАЗРЕШАЮЩАЯ СПОСОБНОСТЬ ФАЗОВЫХ РАДИОПЕЛЕНГАТОРОВ С АНТЕННЫМИ СИСТЕМАМИ В ВИДЕ ЛИНЕЙНЫХ РЕШЕТОК Денисов В. П., Дубинин Д. В., Ерофеев Д. В.	68
3.4	ИЗМЕРЕНИЕ ВРЕМЕНИ ПРОХОЖДЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ХАОТИЧЕСКИХ РАДИОИМПУЛЬСОВ ЧЕРЕЗ БЕСПРОВОДНЫЙ КАНАЛ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ НАВИГАЦИИ Кузьмин Л. В., Ефремова Е. В.	70
3.5	ОБНАРУЖЕНИЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ХАОТИЧЕСКИХ РАДИОИМПУЛЬСОВ АНСАМБЛЕМ ПРИЕМНИКОВ Андреев Ю. В.	72
3.6	ПОВЕДЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННОГО ПАРАМЕТРА ГЛИССАДНОГО РАДИОМАЯКА СИСТЕМЫ ПОСАДКИ САМОЛЕТОВ Юнгайтис Е. М., Жданов Б. В., Ершов А. В., Войтович Н. И.	74
3.7	АНАЛИЗ ТОЧНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ДАЛЬНОМЕРНЫХ КАНАЛОВ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ БЛИЖНЕЙ НАВИГАЦИИ Фридман Л. Б., Синицин Е. А.	76
3.8	ТОЧНОСТЬ МОНОИМПУЛЬСНОЙ ПЕЛЕНГАЦИИ ПРИ ИСКЛЮЧЕНИИ СРЕДНЕГО РЭЛЕЕВСКОГО ШУМА Морозов О. А., Фидельман В. Р., Чуманкин Ю. Е.	78
3.9p	СТАНЦИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ РАЗВЕДКИ Водяных А. А., Матюхин Н. Н., Кондратенко Г. Г., Стрыбиж И. С., Дудник К. В., Игрунов А. Ю., Горбанов Н. А., Перькова Н. И.	80
3.10p	СТАНЦИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ Водяных А. А., Матюхин Н. Н., Лактионов А. И., Тертышный О. И., Бритков А. В., Игрунов А. Ю., Горбанов Н. А., Перькова Н. И.	82
3.11p	МАЛОГАБАРИТНЫЙ РАДАР X-ДИАПАЗОНА Водяных А. А., Матюхин Н. Н., Бритков А. В., Дудник К. В., Романенко Р. В., Игрунов А. Ю., Колесник А. В., Горбанов Н. А., Перькова Н. И.	84
3.12p	УСТРОЙСТВО БЛОКИРОВАНИЯ РАДИОЛИНИЙ СВЯЗИ И УПРАВЛЕНИЯ Водяных А. А., Матюхин Н. Н., Ракитянский Ф. А., Дементенко С. А., Прокопенко А. Э., Пацановский Д. С., Горбанов Н. А., Перькова Н. И.	86
3.13p	ПОВЫШЕНИЕ ОПЕРАТИВНОСТИ ОДНОПОЗИЦИОННОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ РАДИОМАЯКОВ ПРИ ПРОВЕДЕНИИ ПОИСКОВО- СПАСАТЕЛЬНЫХ ОПЕРАЦИЙ Бызов А. Н., Изюмов А. В., Петров Ю. В., Рудыка С. А.	88

СЕКЦИЯ 3/2: РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА И СИСТЕМЫ СВЯЗИ

3.14	АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ ПРИЕМНЫХ ТРАКТОВ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ЦФАР С ПОМОЩЬЮ САПР SystemVue Бурыкин А. И., Куприц В. Ю., Мещеряков А. А.	90

3.15	ТЕХНОЛОГИЯ РЕАЛИЗАЦИИ ТОЧЕК ДОСТУПА Wi-Fi СЕТЕЙ, ИНТЕГРИРОВАННЫХ В ЭЛЕМЕНТЫ ГОРОДСКОЙ ИНФРАСТРУКТУРЫ Бузов А. Л., Котков К. В., Красильников А. Д., Моторко А. И., Нещерет А. М.	92
3.16	АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОСТРАНСТВЕННО-КОРРЕЛИРОВАННЫХ ШУМОВ В МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПРИЕМНОЙ СИСТЕМЕ С ВЗАИМНЫМ ВЛИЯНИЕМ Грачев М. В., Паршин Ю. Н.	94
3.17	АНАЛИЗ ЗАНЯТОСТИ КАНАЛОВ С ПОЛОСАМИ ОТ 3 до 24 кГц В ЗАДАЧЕ КОГНИТИВНОГО КВ РАДИО Иванов Д. В., Иванов В. А., Бельгибаев Р. Р., Конкин Н. А.	96
3.18	МНОГОПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКИЙ ДОСТУП В БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМАХ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ХАОТИЧЕСКИМИ НОСИТЕЛЯМИ Дмитриев А. С., Мохсени Т. И., Сьерра-Теран К. М.	98
3.19	ОЦЕНКА ХАРАКТЕРИСТИК ПРИЕМНИКА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ХАОТИЧЕСКИХ РАДИОИМПУЛЬСОВ НА ОСНОВЕ ЛОГАРИФМИЧЕСКОГО ДЕТЕКТОРА Ицков В. В.	100
3.20p	АНАЛИЗ ТРЕБОВАНИЙ К БАЗОВЫМ И АБОНЕНТСКИМ СТАНЦИЯМ 5G Филиппов И. Ф.	102
3.21p	СХЕМОТЕХНИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ ХАОТИЧЕСКИХ РАДИОИМПУЛЬСОВ Мохсени Т. И.	104
3.22p	ИТОГИ РАЗВИТИЯ РОССИЙСКИХ СИСТЕМ КОСМИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА ЗА ПРОШЕДШЕЕ ДЕСЯТИЛЕТИЕ Ионов В. В., Пестряков А. В.	106
3.23p	ВОЗМОЖНОСТИ МОДЕЛИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ КОСМИЧЕСКОЙ СВЯЗИ И НАВИГАЦИИ В ПРОГРАММНОМ КОМПЛЕКСЕ «Вектор» Светашов А. К., Пестряков А. В.	108
3.24p	ПРИЕМ РАДИОСИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО РАЗНЕСЕНИЯ Ботов В. А., Казаков Л. Н., Лисов А. А.	110
3.25p	ОПТИМИЗАЦИЯ СИГНАЛЬНО-КODOVOЙ КОНСТРУКЦИИ В КАНАЛЕ УПРАВЛЕНИЯ БПЛА Казаков Л. Н., Селянская Е. А., Царев А. Б.	112
СЕКЦИЯ 3a/1: ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ДАННЫХ		
3a.1	ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИСТЕМА АНАЛИЗА ДАННЫХ Батура М. П., Пилецкий И. И.	114
3a.2	ЗАДАЧА РАСПОЗНАВАНИЯ ТЕННИСИСТОВ КАК ОДНО ИЗ КЛАССИЧЕСКИХ ПРИЛОЖЕНИЙ КОМПЬЮТЕРНОГО ЗРЕНИЯ Андрянов Н. А.	116
3a.3	РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОГРАММЫ РАСПОЗНАВАНИЯ ЛИЦ Андрянов Н. А., Андрянов Д. А.	118
3a.4	ОБУЧЕНИЕ МНОГОСЛОЙНОЙ СПАЙКОВОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ Бондарев В. Н.	120

3a.5	ОСОБЕННОСТИ ПРОЦЕДУРЫ АУТЕНТИФИКАЦИИ В СИСТЕМЕ МОНИТОРИНГА СОСТОЯНИЯ СЕВАСТОПОЛЬСКОЙ ПРИБРЕЖНОЙ АКВАТОРИИ Гимпилович Ю. Б., Лукьянчиков А. В., Редькина Е. А., Мотыжев С. В.	122
3a.6	РАЗРАБОТКА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ ПРИОРИТИЗАЦИИ ТРАФИКА В РАСПРЕДЕЛЕННЫХ МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СЕТЯХ ПРЕДПРИЯТИЯ В СИСТЕМЕ EVE-NG Медведев Д. А., Аксенов К. А.	124
3a.7p	TESTING THROUGH THE GUI OF SOFTWARE USING THE Qt QML TECHNOLOGY Eremenko P. S., Sitnikov I. O.	126
3a.8p	СИСТЕМА РАННЕГО ОБНАРУЖЕНИЯ ПРОБЛЕМНОГО ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ Чикало О. В., Александров В. Р., Обухов И. А.	128
3a.9p	MODELING TELECOMMUNICATION SYSTEMS BASED ON QUEUING THEORY Lvovich I. Ya., Lvovich Ya. E., Preobrazhenskiy A. P., Choporov O. N.	130
3a.10p	ТЕХНОЛОГИИ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ С УСТРОЙСТВАМИ IoT ЧЕРЕЗ СОЦИАЛЬНЫЕ СЕТИ И МЕССЕНДЖЕРЫ Папуловская Н. В., Кобелев А. А.	132
3a.11p	АЛГОРИТМ СОХРАНЕНИЯ И ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ, ПОСТУПАЮЩЕЙ ОТ БУЙКОВЫХ СТАНЦИЙ В ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СИСТЕМЕ МОНИТОРИНГА ПАРАМЕТРОВ СЕВАСТОПОЛЬСКОЙ ПРИБРЕЖНОЙ АКВАТОРИИ ЧЕРНОГО МОРЯ Гимпилович Ю. Б., Редькина Е. А., Лукьянчиков А. В.	134
3a.12p	ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СРЕДСТВ ПАКЕТА Scilab ПРИ РЕШЕНИИ ЗАДАЧ ОПТИМИЗАЦИИ Семенова Т. И., Шакин В. Н., Фриск В. В., Кудряшова А. Ю.	136
СЕКЦИЯ 3a/2: ОБРАБОТКА И ПЕРЕДАЧА СИГНАЛОВ В ИНФОКОММУНИКАЦИЯХ		
3a.13	МЕТОД ОПТИМАЛЬНОЙ ИНТЕРПОЛЯЦИИ ФИНИТНЫХ ДИСКРЕТНЫХ ДВУМЕРНЫХ СИГНАЛОВ Пономарева О. В., Пономарев А. В., Смирнова Н. В.	138
3a.14	ДИАГНОСТИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЯХ НА ОСНОВЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ Смирнова Н. В., Пономарева О. В., Пономарев А. В.	140
3a.15	ПРОГРАММА ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОГО АЛГОРИТМА КОДИРОВАНИЯ ИСТОЧНИКА ПРИ ПРЕОБРАЗОВАНИИ МЕТРИЧЕСКИХ ПРОСТРАНСТВ Аджемов А. С., Кудряшова А. Ю.	142
3a.16	TIME SERIES FORECASTING MODELS FOR MONITORING SYSTEM PARAMETERS Klevtsov S. S.	144
3a.17	ДИСКРЕТИЗАЦИЯ И ВОССТАНОВЛЕНИЕ СИГНАЛА В ПРОСТРАНСТВЕ ОРТОГОНАЛЬНЫХ С ВЕСОМ ФУНКЦИЙ Дегтярёв А. Н.	146
3a.18p	МЕТОД ДОПОЛНЕНИЯ НУЛЯМИ И ЕГО ПРИЛОЖЕНИЯ В ДИСКРЕТНОЙ ФУРЬЕ-ОБРАБОТКЕ ФИНИТНЫХ ДВУМЕРНЫХ СИГНАЛОВ Пономарев А. В., Пономарева О. В., Смирнова Н. В., Пономарев В. А.	148
3a.19p	СНИЖЕНИЕ ПИК-ФАКТОРА СИГНАЛОВ DRM+ НА ОСНОВЕ ГЛУБОКОГО КЛИППИНГА С АДАПТИВНО ИЗМЕНЯЕМЫМИ ПАРАМЕТРАМИ Морозов К. Ю.	150

3а.20р	ОСОБЕННОСТИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ЦИКЛА УПРАВЛЕНИЯ МНОГОСПУТНИКОВЫМИ ОРБИТАЛЬНЫМИ ГРУППИРОВКАМИ Волков С. А., Потюпкин А. Ю., Сергеев А. С., Тимофеев Ю. А.	152
3а.21р	ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ КЛАСТЕРИЗАЦИИ В СЕТЯХ MANET Волков А. С., Муратчаев С. С.	153
3а.22р	РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА УПРАВЛЕНИЯ КОНЦЕНТРАТОРА ДАННЫХ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ Волкова Е. А., Севрюкова Е. А., Муратчаев С. С.	155

СЕКЦИЯ 4/1: МИКРОПОЛОСКОВЫЕ АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА

4.1	РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ ИЗЛУЧАЮЩИХ СТРУКТУР НА ОСНОВЕ КИРАЛЬНЫХ МЕТАМАТЕРИАЛОВ Бузов А. Л., Кабанов В. А., Копылов Д. А., Нещерет А. М.	157
4.2	РЕКОНФИГУРИРУЕМЫЕ МИКРОПОЛОСКОВЫЕ АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ Обуховец В. А.	159
4.3	ШИРОКОПОЛОСНЫЙ МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ФАЗОВРАЩАТЕЛЬ ДЛЯ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ Остапенко А. Э.	161
4.4	СНИЖЕНИЕ ВЗАИМНОЙ СВЯЗИ МЕЖДУ ПЕЧАТНЫМИ ИЗЛУЧАТЕЛЯМИ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ Курбатский А. С., Русов Ю. С.	163
4.5	РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННОГО ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК РАССЕЯНИЯ ПЕЧАТНОГО ЧАСТОТНО-ИЗБИРАТЕЛЬНОГО АНТЕННОГО ОБТЕКАТЕЛЯ Касьянов А. О.	165
4.6	МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЕРЕОТРАЖЕНИЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ БЕЗЭХОВОЙ КАМЕРЫ Добычина Е. М., Снастин М. В., Харалгин С. В., Солод А. Г., Малахов Р. Ю.	167
4.7р	ВЛИЯНИЕ ЭКРАНОВ С ФРАКТАЛЬНОЙ ГЕОМЕТРИЕЙ НА РАЗВЯЗКУ МЕЖДУ АНТЕННАМИ, РАСПОЛОЖЕННЫМИ В ОГРАНИЧЕННОМ ПРОСТРАНСТВЕ Бузов А. Л., Бузова М. А., Карлов Ал. В., Носов Н. А., Шляхов А. В.	169
4.8р	МНОГОСЛОЙНАЯ ПЕЧАТНАЯ АНТЕННА КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ Безгин А. А., Савочкин А. А.	170
4.9р	МЕТОДИКА МОДЕЛИРОВАНИЯ СТРУКТУР МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА, ИМПОРТИРОВАННЫХ В СРЕДУ HFSS Снегур Д. А., Никифоров С. М., Редькина Е. А.	172
4.10р	НОВЫЕ ВЫРАЖЕНИЯ ДЛЯ МНОЖИТЕЛЯ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ И ДЛЯ ПЕРВООБРАЗНОЙ ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛИНЕЙНО ПОЛЯРИЗОВАННОГО ПОЛЯ ПЛОСКОЙ АПЕРТУРЫ Скулкин С. П., Лысенко Н. А., Усков Г. К., Бобрешов А. М., Литвинов О. С.	174
4.11р	ИССЛЕДОВАНИЕ СИНТЕЗА СЕКТОРНОЙ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ МЕТОДОМ РАЗЛОЖЕНИЯ ПО НЕЧЕТНЫМ ФУНКЦИЯМ МАТЬЕ Русов Ю. С., Пропастин А. А.	176

СЕКЦИЯ 4/2: НАВИГАЦИОННЫЕ И СВЯЗНЫЕ АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ

4.12	ЦИЛИНДРИЧЕСКАЯ АФАР НАЗЕМНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ Овчинникова Е. В., Черкашин А. А., Нгуен Динь То Кондратьева С. Г., Шмачилин П. А., Гаджиев Э. В.	178
4.13	АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК МНОГОЛУЧЕВОЙ СФЕРИЧЕСКОЙ ЛИНЗОВОЙ АНТЕННЫ K_A ДИАПАЗОНА Мануилов М. Б., Кобрин К. В., Следков В. А., Li Zimeng	180
4.14	АНТЕННА С РАЗНОСТНОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ ДЛЯ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ Афонин И. Л., Неведров М. Г., Слезкин В. Г.	182
4.15	ВЛИЯНИЕ НЕОДНОРОДНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЫ НА ЧАСТОТНЫЙ ДИАПАЗОН БИКОНИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ Бобрешов А. М., Серегина Е. А., Смусева К. В., Усков Г. К.	184
4.16	АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ АПЕРТУРЫ ТЕМ-РУПОРА ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ ПРИ ИЗЛУЧЕНИИ СШП ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ Бобрешов А. М., Скулкин С. П., Лысенко В. А., Копытин В. Е., Усков Г. К.	186
4.17	РАЗРАБОТКА ТРЕХЛУЧЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ДЛЯ БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ СОТОВОЙ СВЯЗИ Рудаков В. А., Li Zimeng, Следков В. А., Тараненко В. В.	188
4.18р	АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ДЛЯ МОБИЛЬНОЙ КВ РАДИОСТАНЦИИ Карлов А. В., Кольчугин Ю. И., Минкин М. А., Пестовский К. И.	190
4.19р	ПРОЕКТИРОВАНИЕ ДВУХДИАПАЗОННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК ДЛЯ СОВРЕМЕННЫХ БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ СОТОВОЙ СВЯЗИ Комов В. В.	191
4.20р	РАЗРАБОТКА АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ДВУМЯ ОРТОГОНАЛЬНЫМИ ПОЛЯРИЗАЦИЯМИ Комов В. В.	192
4.21р	РЕЗОНАТОРНАЯ АНТЕННА С ЭЛЛИПТИЧЕСКИМ РАСКРЫВОМ Бухарин В. А., Войтович Н. И.	193
4.22р	РАЗРАБОТКА КОМБИНИРОВАННОЙ АНТЕННЫ GPS/GSM Безгин А. А., Савочкин А. А., Тыщук Ю. Н.	195

СЕКЦИЯ 4/3: ВОПРОСЫ ТЕОРИИ И ПРАКТИКИ АНТЕНН

4.23	ДИЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ СТЕРЖНЕВАЯ АНТЕННА С ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ, УПРАВЛЯЕМОЙ ЧАСТОТОЙ Малахов В. А., Нечаев А. С., Раевский А. С.	197
4.24	ЧЕТЫРЕХЭЛЕМЕНТНАЯ КОЛЬЦЕВАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ПОЛУВОЛНОВЫХ ВИБРАТОРОВ Дударев С. В., Войтович Н. И.	199
4.25	РАЗРАБОТКА ДИАГРАММООБРАЗУЮЩЕЙ СХЕМЫ ДЛЯ ТРЕХЛУЧЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ Остапенко А. Э., Следков В. А., Тараненко В. В.	201
4.26	РАЗРАБОТКА ИНТЕГРИРОВАННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ФАР K_A -ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ С МАГНИТНЫМИ КВАДРУПОЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ПОЛЯРИЗАЦИИ Крехтунов В. М., Комиссарова Е. В., Смирнов А. С., Фирсенков А. А.	203
4.27	ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ СОЗДАНИЯ ВЫСОКОТЕХНОЛОГИЧНЫХ УЗЛОВ ВОЛНОВОДНЫХ ТРАКТОВ Русов Ю. С., Комиссарова Е. В.	205

4.28p	АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИКИ НАПРАВЛЕННОСТИ ПИРАМИДАЛЬНОГО РУПORA С ПОМОЩЬЮ РАЗЛИЧНЫХ САПР Храмов А. С., Куприц В. Ю., Мещеряков А. А.	207
4.29p	РАСЧЕТ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ РУПОРНОЙ ПИРАМИДАЛЬНОЙ АНТЕННЫ ДЛЯ БЕСПРОВОДНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ НА 220 ГГц Бирюков З. С., Малахов В. А., Панин А. Н., Раевский А. С., Щербakov В. В.	209
4.30p	ОСОБЕННОСТИ ИМПУЛЬСНЫХ ПОЛЕЙ ПЛОСКОЙ АПЕРТУРЫ ПРИ ИЗМЕРЕНИЯХ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ НА КОНЕЧНОМ РАССТОЯНИИ Кашеев Н. И., Скулкин С. П., Лысенко Н. А., Усков Г. К., Литвинов О. С.	211
4.31p	ОВОЗМОЖНЫХ ПРИМЕНЕНИЯХ МАЛОРАЗМЕРНЫХ БПЛА В КАЧЕСТВЕ ЭЛЕМЕНТОВ АНТЕННЫХ СИСТЕМ Кудрявченко И. В.	213
4.32p	ОПТИМИЗАЦИЯ РАСЧЕТНОГО АЛГОРИТМА РАБОТЫ ДЛЯ АВТОМАТИЧЕСКИХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ КОРОТКОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА Ковалевич Д. А., Листопад Н. И., Батура М. П.	215
4.33p	СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ ОБЛУЧАТЕЛЬ ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН Коноваленко М. О., Сваровский О. Ю.	217
4.34p	ВЛИЯНИЕ ТОЧНОСТИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ АНТЕНН В ДИАПАЗОНЕ 60—64 ГГц Снегур Д. А., Редькина Е. А.	219

СЕКЦИЯ 5: ПАССИВНЫЕ КОМПОНЕНТЫ

5.1	ВЫСОКОДОБОТНЫЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ РЕЗОНАТОРЫ ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ ПАРАМЕТРОВ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ В СВЧ ДИАПАЗОНЕ Добромыслов В. С.	221
5.2	РАЗРАБОТКА МИНИАТЮРНОГО ТРИПЛЕКСЕРА НА ОСНОВЕ ЕМКОСТНО-НАГРУЖЕННЫХ ОБЪЕМНЫХ РЕЗОНАТОРОВ Тюменцев А. И., Тимошенко Т. С., Забегайло И. В.	223
5.3	ПЛАСТИНЧАТЫЙ МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ВОЛНОВОД Афонин И. Л., Боран-Кешишьян А. Л., Боков Г. В.	225
5.4	МОЩНЫЙ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЙ СВЧ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬ ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ ДО 12,4 ГГц Коренев А. В., Гошин Г. Г.	227
5.5	КОЭФФИЦИЕНТ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СВЯЗИ ПЬЕЗОКЕРАМИЧЕСКОГО РЕЗОНАТОРА С РАДИАЛЬНЫМ ВОЗБУЖДАЮЩИМ ПОЛЕМ Теплых А. А., Зайцев Б. Д., Бородин И. А., Семенов А. П.	229
5.6	ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК КРУГЛОГО ВОЛНОВОДА С КУСОЧНО-СЛОИСТЫМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ Лонкина Д. В., Земляков В. В., Губский Д. С., Крутиев С. В.	231
5.7	СОПРЯЖЕНИЕ ПЕРЕСТРОЙКИ ДИСКРЕТНЫХ ИНДУКТИВНЫХ И ЕМКОСТНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ КОРОТКОВОЛНОВОГО ПОЛОСОВОГО ФИЛЬТРА Посный О. А., Долгушев С. В., Посная Е. А.	233
5.8	СПОСОБЫ ПОСТРОЕНИЯ СОВРЕМЕННЫХ КОРОТКОВОЛНОВЫХ ПРЕСЕЛЕКТОРОВ: ПРЕИМУЩЕСТВА И НЕДОСТАТКИ Посный О. А., Долгушев С. В., Посная Е. А.	234

5.9	ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ УЗКОПОЛОСНОГО ВОЛНОВОДНОГО ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩЕГО ФИЛЬТРА НА ПРЯМОУГОЛЬНЫХ Н-ПЛОСКОСТНЫХ ВОЛНОВОДНЫХ РЕЗОНАТОРАХ Крутиев С. В., Клещенков А. Б., Земляков В. В.	236
5.10	МИКРОПОЛОСОВЫЙ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ ФИЛЬТР НА МНОГОМОДОВОМ РЕЗОНАТОРЕ Ходенков С. А.	238
5.11	ЧАСТОТНЫЙ ПРЕСЕЛЕКТОР С ЦИФРОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ В НЕПРЕРЫВНОМ ДИАПАЗОНЕ 0,8—26,5 ГГц НА ОСНОВЕ ФИЛЬТРОВ НА МСВ С БЫСТРОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ Перевошиков В. И., Попина С. М., Куденко А. С., Чечетин А. В.	240
5.12	ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ ПОГОННЫХ ПАРАМЕТРОВ СЛОЖНЫХ ПОЛОСОВЫХ СТРУКТУР Малютин Г. А., Поздняков В. С., Малютин А. Н.	243

СЕКЦИЯ 5a/1: МАТЕРИАЛЫ И ТЕХНОЛОГИЯ СВЧ ПРИБОРОВ

5a.1	РАЗРАБОТКА КОНФОРМНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ЭКРАНОВ НА ПОЛИМЕРНОЙ ОСНОВЕ Гареев К. Г., Багрец В. С., Голубков В. А., Иваница М. Г., Лучинин В. В., Михайлова О. Н., Тестов Д. О., Тестов И. О., Хмельницкий И. К.	245
5a.2	СПОСОБ МЕТАЛЛИЗАЦИИ УЗКИХ ОТВЕРСТИЙ С БОЛЬШИМ АСПЕКТНЫМ СООТНОШЕНИЕМ В ПОЛУИЗОЛИРУЮЩИХ ПОДЛОЖКАХ КАРБИДА КРЕМНИЯ Торхов Н. А., Леоненко Р. О.	246
5a.3	РЕЗОНАНСЫ В РАЗРЕШЕННЫХ И ЗАПРЕЩЕННЫХ ЗОНАХ СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНЫХ КООКСИАЛЬНЫХ БРЭГГОВСКИХ СТРУКТУР Скрипаль А. В., Пономарев Д. В., Рузанов О. М., Тимофеев И. О.	248
5a.4	AB INITIO SIMULATION OF $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ AND $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$ LATTICE THERMAL CONDUCTIVITY FOR HEMT APPLICATION Hvazdousky D. C., Baranova M. S., Volcheck V. S., Stempitsky V. R.	250
5a.5p	О НЕКОТОРЫХ ВОЗМОЖНОСТЯХ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МАТРИЧНОГО МЕТОДА ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ОДНОМЕРНОГО ПРОЦЕССА ДИФфуЗИИ ЭКСИТОНОВ В НИТРИДЕ ГАЛЛИЯ, ВЫРАЩЕННОМ НА РАЗЛИЧНЫХ ПОДЛОЖКАХ Калманович В. В., Степович М. А., Серегина Е. В., Филиппов М. Н.	252
5a.6p	ТОПОЛОГИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕАЛЬНЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПОВЕРХНОСТЕЙ НА МИКРОННОМ И НАНОУРОВНЯХ Торхов Н. А.	253
5a.7p	СОЗДАНИЕ МИКРОМЕХАНИЧЕСКОГО ЭЛЕМЕНТА С ВЕРТИКАЛЬНЫМ ПРОФИЛЕМ ДЛЯ СВЧ-ПРИБОРОВ Калугин В. В., Виноградов А. И., Калугина И. В.	255
5a.8p	ИССЛЕДОВАНИЕ РАЗБРОСА ПАРАМЕТРОВ ДИОДОВ С НАКОПЛЕНИЕМ ЗАРЯДА Бобрешов А. М., Жабин А. С., Рязанцев А. Д., Степкин В. А., Усков Г. К.	257

СЕКЦИЯ 5a/2: НОВЫЕ МАТЕРИАЛЫ ДЛЯ СВЧ ТЕХНИКИ

5a.9	СЕГНЕТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПЛЕНКИ С ТЕМПЕРАТУРОСТАБИЛЬНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ДЛЯ УСТРОЙСТВ СВЧ Фирсенков А. И., Мироненко И. Г., Иванов А. А., Велькин Д. В., Семёнов А. А., Мельник В. И.	259

5a.10	ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ НА ОСНОВЕ МНОГОСТЕННЫХ УГЛЕРОДНЫХ НАНОТРУБОК ДЛЯ 3D ПЕЧАТИ В Суб-ТГц ДИАПАЗОНЕ Бадьин А. В., Дорожкин К. В., Кулешов Г. Е., Геринг М. О., Москаленко В. Д.	261
5a.11	ИССЛЕДОВАНИЕ МУЛЬТИФЕРРОИДНОЙ СТРУКТУРЫ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СВЧ УСТРОЙСТВ Никитин А. О., Хаванова М. А., Петров Р. В.	263
5a.12	МОДЕЛИРОВАНИЕ СПЛИТ-КОЛЬЦЕВОГО РЕЗОНАТОРА С РАЗНЫМИ ВИДАМИ СВЯЗИ Лобекин В. Н., Татаренко А. С., Лаврова И. Г., Бичурин М. И.	265
5a.13p	МОДИФИКАЦИЯ ЛОКАЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ И СВОЙСТВ ЦИНКЗАМЕЩЕННЫХ ГЕКСАГОНАЛЬНЫХ ФЕРРИТОВ БАРИЯ ДЛЯ МИКРОВОЛНОВЫХ УСТРОЙСТВ ПРИ МАГНИТОИМПУЛЬСНОЙ ОБРАБОТКЕ Шипко М. Н., Коровушкин В. В., Степович М. А., Труханов А. В., Савченко Е. С.	267
5a.14p	ГРАДИЕНТНЫЙ МЕТОД РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ НАПРАВЛЯЮЩИХ СТРУКТУР С ШЕРОХОВАТЫМИ ЭКРАНИРУЮЩИМИ ПОВЕРХНОСТЯМИ Бирюков В. В., Лобин С. Г.	269
5a.15p	КЛЕЕВАЯ ТЕХНОЛОГИЯ КОМПОЗИЦИОННЫХ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СТРУКТУР Иванов С. Н., Семенов Г. А., Леонтьев В. С., Коваленко Д. В., Федоров И. А.	271
5a.16p	МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ НА ОСНОВЕ ПЬЕЗОПОЛУПРОВОДНИКОВ Иванов С. Н., Бичурин М. И., Семенов Г. А., Леонтьев В. С.	273
5a.17p	МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЙ МЕТАМАТЕРИАЛОВ НА ОСНОВЕ S-ПАРАМЕТРОВ Лобекин В. Н., Татаренко А. С., Соколов О. В., Бичурин М. И.	274
5a.18p	ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ЭФФЕКТА В КОМПОЗИТНОЙ СТРУКТУРЕ МАГНОННЫЙ КРИСТАЛЛ — ПЬЕЗОЭЛЕКТРИК ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В КАЧЕСТВЕ ЯЧЕЕК ПАМЯТИ Матвеев О. В., Романенко Д. В., Лобанов Н. Д., Морозова М. А.	276
5a.19p	ФОРМИРОВАНИЕ ЗАПРЕЩЕННЫХ ЗОН В СТРУКТУРЕ МАГНОННЫЙ КРИСТАЛЛ — СЕГНЕТОЭЛЕКТРИК — МАГНОННЫЙ КРИСТАЛЛ Матвеев О. В., Морозова М. А.	277
СЕКЦИЯ 5b/1: НАНОЭЛЕКТРОНИКА И НАНОМАТЕРИАЛЫ		
5b.1	NEW GRAPHENE STORY OF OLD AMORPHOUS CARBON Sheka E. F., Popova N. A., Popova V. A.	278
5b.2	КВАНТОВАЯ ТРАНЗИСТОРНО-ТРАНЗИСТОРНАЯ ЛОГИКА Балабанов В. М., Карушкин Н. Ф., Обухов И. А., Смирнова Е. А.	279
5b.3	ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕЗОНАНСНО-ТУННЕЛЬНЫХ ДИОДОВ НА ОСНОВЕ ДВУМЕРНЫХ МАТЕРИАЛОВ Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Романова И. А., Щербакова И. Ю.	281

5b.4	ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН РАЗРАБОТКИ АО «НПП “Исток” им. Шокина» Богданов С. А., Бакаров А. К., Григоренко А. Б., Журавлёв К. С., Лапин В. Г., Лукашин В. М., Пашковский А. Б., Рогачёв И. А., Терёшкин Е. В., Щербаков С. В.	282
5b.5	УВЕЛИЧЕНИЕ ТОЧНОСТИ ЧИСЛЕННОГО РЕШЕНИЯ УРАВНЕНИЙ МАКСВЕЛЛА ПОСРЕДСТВОМ УЧЕТА УГЛОВЫХ ОСОБЕННОСТЕЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ Семенихин И. А.	284
5b.6	ЭЛЕКТРИЧЕСКИ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫЕ ТГц УМНОЖИТЕЛИ ЧАСТОТЫ НА ОСНОВЕ МНОГОСЛОЙНЫХ РЕШЕТОК ГРАФЕНОВЫХ МИКРОЛЕНТ Лерер А. М., Макеева Г. С., Черепанов В. В., Иванова И. Н.	286
5b.7	ОПИСАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ДВУМЕРНОГО ЭЛЕКТРОННОГО ГАЗА В СОВРЕМЕННЫХ ТРАНЗИСТОРНЫХ ГЕТЕРОСТРУКТУРАХ НА ОСНОВЕ GaAs и GaN Карпов С. Н.	288
5b.8p	LASER-INDUCED ‘RECORDING’ AND ‘STORAGE’ OF NANOOBJECTS IN GRAPHENE Frolov V. D., Pivovarov P. A.	290
5b.9p	КОМБИНИРОВАННАЯ ДИФфуЗИОННО-ДРЕЙФОВАЯ МОДЕЛЬ ОДНОЗАТВОРНЫХ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ НА ОСНОВЕ ГРАФЕНА Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Романова И. А., Щербакова И. Ю.	292
5b.10p	ОПТИЧЕСКИЕ И ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЖИДКИХ КРИСТАЛЛОВ, ЛЕГИРОВАННЫХ НАНОЧАСТИЦАМИ ЗОЛОТА Чаусов Д. Н., Курилов А. Д., Кучеров Р. Н.	293
5b.11p	ИССЛЕДОВАНИЕ СПЕКТРАЛЬНЫХ И ПРОВОДЯЩИХ СВОЙСТВ НАНОСТРУКТУРИРОВАННЫХ УГЛЕРОДНЫХ И ОРГАНИЧЕСКИХ ПЛЕНОК Тютюник А. С., Гурченко В. С., Карпенко Н. И.	295
5b.12p	СТРУКТУРНОЕ СОСТОЯНИЕ НАНОЧАСТИЦ CuInSe_2 , CuInTe_2 , СФОРМИРОВАННЫХ В СИЛИКАТНЫХ МАТРИЦАХ РАЗЛИЧНОГО СОСТАВА Боднарь И. В., Соловей Н. П., Стрелюхин А. В.	297
СЕКЦИЯ 5b/2: НАНОТЕХНОЛОГИИ И НАНОМАТЕРИАЛЫ		
5b.13	ВЫСОКООРГАНИЗОВАННЫЕ МОНОСЛОИ И ПЛЕНКИ ЛЕНГМЮРА — ШЕФФЕРА НА ОСНОВЕ ПРОИЗВОДНЫХ ФТАЛОЦИАНИНА КАК ПЕРСПЕКТИВНЫЕ МАТЕРИАЛЫ ДЛЯ НАНОЭЛЕКТРОНИКИ Казак А. В., Марченкова М. А., Усольцева Н. В., Смирнова А. И., Рогачев А. В., Дубинина Т. В.	299
5b.14	ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТАММОВСКИХ РЕЗОНАНСОВ В СВЧ ФОТОННОМ КРИСТАЛЛЕ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ УДЕЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТИ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ НАНОСЛОЕВ Скрипаль А. В., Пономарев Д. В., Комаров А. А.	301
5b.15	ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛИМЕРНЫХ МАТЕРИАЛОВ ДЛЯ 3D ПЕЧАТИ С УГЛЕРОДНЫМИ НАНАТОРУБКАМИ В КВЧ ДИАПАЗОНЕ Кулешов Г. Е., Бадьин А. В., Геринг М. О., Дорожкин К. В.	303
5b.16	ПРОВОДИМОСТЬ НАНОМЕТРОВЫХ ПЛЕНОК ПРИ МАКСИМАЛЬНОМ ПОГЛОЩЕНИИ ЭНЕРГИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН Старостенко В. В., Мазинев А. С., Романец Ю. В., Фитаев И. Ш., Арсеничев С. П., Григорьев Е. В., Орленсон В. Б.	305

5b.17	ХЕМО- ФОТОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ НАНОСИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ МАССИВОВ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ НАНОПРОВОДОВ И ПЛЕНОЧНЫХ МЕТАЛЛОКСИДОВ Лозовенко А. А., Захлебаева А. И., Горох Г. Г., Смирнова Е. А., Обухов И. А.	307
5b.18	ВЫСОКОДОБОТНЫЕ НАНОМЕХАНИЧЕСКИЕ РЕЗОНАТОРЫ НА ОСНОВЕ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ НАНОПРОВОЛОК Дорофеев А. А., Преснов Д. Е., Трифонов А. С., Кафанов С., Пашкин Ю., Крупенин В. А.	309
5b.19p	ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ РОСТА ОРИЕНТИРОВАННЫХ УГЛЕРОДНЫХ НАНОТРУБОК НА ИХ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ОТКЛИК Ильина М. В., Гурьянов А. В., Ильин О. И., Осотова О. И., Рудык Н. Н.	311
5b.20p	ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ С НЕУПОРЯДОЧЕННЫМИ УГЛЕРОДНЫМИ И КРЕМНИЕВЫМИ ТОНКИМИ ПЛЕНКАМИ Тютюник А. С., Мазинев А. С., Гурченко В. С., Нудьга А. А.	313
5b.21p	ДИНАМИКА НАГРЕВА ТОНКИХ ПРОВОДЯЩИХ ПЛЕНОК МДС ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ СВЧ-ПОЛЕЙ, ПЕРЕМЕННОГО И ПОСТОЯННОГО ТОКОВ Арсеничев С. П., Григорьев Е. В., Старостенко В. В., Таран Е. П., Фитаев И. Ш.	315
5b.22p	НАБЛЮДЕНИЕ ИНТЕРФЕРЕНЦИОННЫХ ЭФФЕКТОВ МЕЖДУ НЕЛОКАЛЬНЫМИ КВАНТОВЫМИ ЭЛЕКТРОННЫМИ СОСТОЯНИЯМИ НА ПОВЕРХНОСТИ Si{111} ПРИ КОМНАТНОЙ ТЕМПЕРАТУРЕ Торхов Н. А., Новиков В. А., Ивонин И. В.	317
5b.23p	ФОРМИРОВАНИЕ НЕЛОКАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ КВАНТОВЫХ СОСТОЯНИЙ НА ПОВЕРХНОСТИ Si{111} ПРИ КОМНАТНОЙ ТЕМПЕРАТУРЕ Торхов Н. А.	319
5b.24p	ПРИМЕНЕНИЕ НАНОСТРУКТУРНОГО МАТЕРИАЛА ДЛЯ ОТКЛОНЕНИЯ ВЫСОКОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ЗАРЯЖЕННЫХ ЧАСТИЦ Полетаев Д. А., Войтицкий В. И., Филиппов Д. М., Старосек А. В.	321

СЕКЦИЯ 6: ЭЛЕКТРОНИКА БОЛЬШИХ МОЩНОСТЕЙ

6.1	РАЗРАБОТКА ГЕНЕРАТОРА ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ СУБНАНОСЕКУНДНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИМПУЛЬСОВ 8 мм ДИАПАЗОНА С ДВУМЯ СООСНЫМИ ИЗЛУЧАЮЩИМ И ПОГЛОЩАЮЩИМ ЭЛЕКТРОННЫМИ ПУЧКАМИ Вилков М. Н., Гинзбург Н. С., Данилов Ю. Ю., Конюшков А. П., Юровский Л. А., Иляков Е. В., Кулагин И. С., Зотова И. В.	323
6.2	ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПОВЫШЕНИЯ КПД И УПРАВЛЕНИЯ ЧАСТОТой ГЕНЕРАЦИИ СИСТЕМОЙ МАЛОМОЩНЫХ СОЛЕНОИДОВ, ИНТЕГРИРОВАННЫХ В ГИРОТРОН Проявин М. Д., Морозкин М. В., Лучинин А. Г., Глявин М. Ю.	325
6.3	РЕЛЯТИВИСТСКИЙ ГИРОТРОН НА ВТОРОЙ ГАРМОНИКЕ ГИРОЧАСТОТЫ С СЕЛЕКЦИЕЙ РАБОЧЕЙ МОДЫ С ПОМОЩЬЮ ПРОДОЛЬНЫХ ДРОССЕЛЬНЫХ КАНАВOK Завольский Н. А., Иляков Е. В., Калынов Ю. К., Кулагин И. С., Мануилов В. Н., Шевченко А. С.	327
6.4	РЕЛЯТИВИСТСКИЙ ГИРОТРОН НА ТРЕТЬЕЙ ГАРМОНИКЕ ГИРОЧАСТОТЫ СО СВЯЗАННЫМИ РЕЗОНАТОРАМИ Завольский Н. А., Иляков Е. В., Калынов Ю. К., Кулагин И. С., Мануилов В. Н., Шевченко А. С.	329

6.5	ПРОБЛЕМЫ И РЕШЕНИЯ ПРИ ЧИСЛЕННОМ МОДЕЛИРОВАНИИ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОМ ИССЛЕДОВАНИИ ЭШЕЛЕТНЫХ РЕЗОНАТОРОВ ДЛЯ ГИРОТРОНОВ Власов С. Н., Завольский Н. А., Запевалов В. Е., Зуев А. С., Копосова Е. В., Куфтин А. Н., Павельев А. Б., Паршин В. В., Семёнов Е. С.	331
6.6	ВЛИЯНИЕ ВНЕШНЕГО МОНОХРОМАТИЧЕСКОГО СИГНАЛА НА ФЛУКТУАЦИИ ЧАСТОТЫ И ФАЗЫ ИЗЛУЧЕНИЯ В ГИРОТРОНЕ С ГАРМОНИЧЕСКИМИ ФЛУКТУАЦИЯМИ НАПРЯЖЕНИЯ Бакунин В. Л., Денисов Г. Г., Морозкин М. В., Новожилова Ю. В.	333
6.7	ОТРАЖЕНИЕ ПУЧКОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН НА ГРАНИЦЕ НЕОДНОРОДНОГО ГИРОТРОПНОГО СЛОЯ Моисеева Н. М.	335
СЕКЦИЯ 6а: РАДИАЦИОННАЯ СТОЙКОСТЬ МАТЕРИАЛОВ И ЭЛЕКТРОННОЙ КОМПОНЕНТНОЙ БАЗЫ		
6а.1	ВЛИЯНИЕ ИОНИЗИРУЮЩЕГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА НАДЕЖНОСТЬ ИЗДЕЛИЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ СВЧ-ЭЛЕКТРОНИКИ Полевич С. А.	337
6а.2	ПРИБОРНОЕ И СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ С УЧЕТОМ РАДИАЦИОННЫХ ЭФФЕКТОВ Ловшенко И. Ю., Стемпичкий В. Р.	339
6а.3	ВЛИЯНИЕ РАДИАЦИИ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ДАТЧИКОВ КОРОТКОВОЛНОВОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ ПРИРОДНОГО АЛМАЗА Громов Д. В., Полевич С. А.	340
6а.4	ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ДЕТЕКТОР ЯДЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ Ловшенко И. Ю., Рощенко П. С., Стемпичкий В. Р., Шандарович В. Т.	342
СЕКЦИЯ 7/1: ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СВЧ ЦЕПЕЙ		
7.1	ЭКСПРЕСС-КОНТРОЛЬ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ В ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ Евсеев В. И., Никулин С. М.	343
7.2	РЕФЛЕКОМЕТРИЧЕСКИЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ВОЛЬТАМПЕРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК Семенов Э. В.	345
7.3	СРАВНЕНИЕ МЕТОДОВ КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ УСТРОЙСТВ В ВОЛНОВЫХ НАПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМАХ И В ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ Лупанова Е. А., Никулин С. М.	347
7.4	ПРИБОР ВСТРОЕННОГО КОНТРОЛЯ КОМПЛЕКСНЫХ ПАРАМЕТРОВ МИКРОВОЛНОВЫХ ТРАКТОВ И ЕГО СХЕМОТЕХНИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ Гимпилевич Ю. Б., Никифоров С. М., Скорик И. В.	349
7.5	РАЗРАБОТКА, МОДЕЛИРОВАНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ДАТЧИКА ПОЛНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ В ПОЛОСКОВОМ ИСПОЛНЕНИИ Гимпилевич Ю. Б., Афонин И. Л., Тыщук Ю. Н.	351
7.6	ОЦЕНКА СЛУЧАЙНОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ РЕЗУЛЬТИРУЮЩЕЙ ПОГРЕШНОСТИ КВАДРАТУРНОГО СПОСОБА ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ МИКРОВОЛНОВЫХ ТРАКТОВ Гимпилевич Ю. Б., Зебек С. Е., Вертегел В. В., Овчаров П. П.	353

7.7	ИССЛЕДОВАНИЕ СРЕДСТВ И МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ КОМПЛЕКСНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПЕРЕДАЧИ И ОТРАЖЕНИЯ НА ПЛАСТИНЕ ПРИ РАЗРАБОТКЕ ЭТАЛОНОВ НА ПЛАСТИНАХ Савочкин А. К., Тимошенко А. Г., Соколов М. А.	355

СЕКЦИЯ 7/2: ПРИЛОЖЕНИЕ СВЧ ИЗМЕРЕНИЙ К ЗАДАЧАМ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

7.8	СВЧ ДИАГНОСТИКА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ РАЗРЯДОВ В ИСКУССТВЕННОМ ОБЛАКЕ ЗАРЯЖЕННЫХ ВОДЯНЫХ КАПЕЛЬ Богатов Н. А., Сысоев В. С., Сухаревский Д. И.	357
7.9	IN SITU ТЕСТИРОВАНИЕ СВЧ КАБЕЛЬНЫХ СОЕДИНЕНИЙ И ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ КАНАЛОВ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ПРИ ПОМОЩИ ВЕКТОРНЫХ АНАЛИЗАТОРОВ ЦЕПЕЙ СЕРИИ КОБАЛЬТ Савин А. А., Губа В. Г., Заостровных С. А.	359
7.10	МОДЕЛИРОВАНИЕ ТРАНЗИСТОРНОГО УСИЛИТЕЛЯ ДЛЯ ВИРТУАЛЬНОЙ ЛАБОРАТОРИИ Губский Д. С., Иванова И. Н., Клещенко А. Б., Лонкина Д. В.	361
7.11	ЛАБОРАТОРНЫЕ РАБОТЫ ПО ДИСЦИПЛИНЕ «СХЕМОТЕХНИКА АЭУ» В ПЕРИОД ПАНДЕМИИ 2020 Шарыгина Л. И.	363
7.12	ОБ ОДНОМ ИЗ ПУТЕЙ ИССЛЕДОВАНИЯ СИСТЕМЫ АНТЕННА — ОБТЕКАТЕЛЬ С ПОМОЩЬЮ СФЕРИЧЕСКОГО СКАНЕРА Кирпанев А. В., Кирпанев Н. А.	364
7.13	ИЗМЕРЕНИЯ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ СТРИМЕРНЫХ РАЗРЯДОВ Сысоев В. С., Кузнецов Ю. А., Сухаревский Д. И., Наумова М. Ю., Орлов А. И., Лепёхин Н. М., Швец Н. Н., Богатов Н. А., Гущин М. Е.	366
7.14	ПОДАВЛЕНИЕ ДИСКРЕТНОЙ ОШИБКИ ЧМ-ВЫСОТОМЕРА МАЛЫХ ВЫСОТ С ДВОЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ Захарченко В. Д.	368
7.15	ФАЗОВАЯ НЕСТАБИЛЬНОСТЬ ОПОРНЫХ СВЧ-ГЕНЕРАТОРОВ В СИСТЕМАХ СТРОБОСКОПИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ Пак О. В., Захарченко В. Д.	370
7.16	ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ИМПУЛЬСНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ Бобрешов А. М., Усков Г. К., Нескородов С. Е., Кондратьев Д. П., Смурова К. В., Анохин Н. Ю.	372

СЕКЦИЯ 8/1: МИКРОВОЛНОВАЯ СЕНСОРИКА

8.1	РАДИОЧАСТОТНЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЯ ГРАНИЦЫ РАЗДЕЛА ДВУХ ВЕЩЕСТВ В РЕЗЕРВУАРЕ С ПОВЫШЕННОЙ ТОЧНОСТЬЮ Совлуков А. С.	373
8.2	ОБРАБОТКА И АНАЛИЗ СИГНАЛОВ ДИСТАНЦИОННЫХ СВЧ ДАТЧИКОВ ВИБРАЦИИ С КВАДРАТУРНЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ Хаблов Д. В.	374
8.3	ГАЗОВЫЙ ДАТЧИК НА ОСНОВЕ СВЧ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОГО РЕЗОНАТОРА Зайцев Б. Д., Семенов А. П., Теплых А. А., Бородин И. А.	376
8.4	ПЕРЕНОСНОЙ ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ИНТЕГРАЛЬНОГО ЗНАЧЕНИЯ МОДУЛЯ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ РАЗЛИЧНЫХ ФИЗИЧЕСКИХ СРЕД В ДИАПАЗОНЕ МИКРОВОЛН Филатов А. В., Ложилов А. Г., Сердюков К. А., Новикова А. А.	378

8.5	РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ПРИЕМНИКА САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН Малыгин И. В., Иванов В. Э., Кудинов С. И.	380
8.6	ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ ОБСТАНОВКА, ОБУСЛОВЛЕННАЯ МОБИЛЬНЫМИ СРЕДСТВАМИ СВЯЗИ. РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ ПРИ ПОМОЩИ ДОЗИМЕТРА «МЕРА» Дмитриев А. С., Ицков В. В., Рыжов А. И.	382
8.7p	МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ АВТОДИНА С КОМБИНИРОВАННОЙ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ИЗЛУЧЕНИЯ Носков В. Я., Игнатков К. А., Шайдуров К. Д.	384
8.8p	РАСЧЕТ АВТОДИННОГО ОТКЛИКА АМПЛИТУДНО-МОДУЛИРОВАННОГО СВЧ ГЕНЕРАТОРА ПРИ НАЛИЧИИ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ ИЗЛУЧЕНИЯ Носков В. Я., Смольский С. М., Игнатков К. А., Шайдуров К. Д.	386
8.9p	ОТКЛИК АВТОДИНА С ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ПРИ НАЛИЧИИ ПАРАЗИТНЫХ ИЗМЕНЕНИЙ АМПЛИТУДЫ КОЛЕБАНИЙ Носков В. Я., Смольский С. М., Игнатков К. А., Шайдуров К. Д.	388
8.10p	РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ АВТОДИНА НА ДИОДЕ ГАННА С АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ Носков В. Я., Игнатков К. А., Шайдуров К. Д.	390
8.11p	ЭКОЛОГИЧЕСКИЙ КОНТРОЛЬ АТМОСФЕРЫ ВБЛИЗИ ТРАНСПОРТНЫХ МАГИСТРАЛЕЙ И ПРОМЫШЛЕННЫХ ПРЕДПРИЯТИЙ ГОРОДОВ Евдокимов П. А., Широкова Е. И., Соколова М. И., Широков И. Б.	392

СЕКЦИЯ 8/2: ПРИКЛАДНЫЕ АСПЕКТЫ СВЧ ТЕХНИКИ

8.12	ПОДПОВЕРХНОСТНАЯ БЛИЖНЕПОЛЬНАЯ СВЧ ДИАГНОСТИКА, ОСНОВАННАЯ НА ПРИМЕНЕНИИ ДАТЧИКОВ НА ОТРЕЗКЕ ДВУХПРОВОДНОЙ ЛИНИИ Гайкович К. П., Смирнов А. И.	394
8.13	ВЛИЯНИЕ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ КОНСТРУКЦИЙ НА БЛИЖНЕЕ ПОЛЕ ФЕРРИТОВЫХ МАГНИТНЫХ АНТЕНН Дурманов М. А., Редькина Е. А., Широков И. Б.	396
8.14	ПРИМЕНЕНИЕ СВЧ ИЗМЕРЕНИЙ ДЛЯ РЕКОНСТРУКЦИИ АРХЕОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ Полетаев Д. А., Шадрин А. А., Нудьга А. А., Майко В. В.	398
8.15	ЛИНЗА РОТМАНА В ЗАДАЧЕ НАБЛЮДЕНИЯ ЗА РАДИООСВЕЩЕННОЙ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДОЙ Петросян М. М.	400
8.16	МУЛЬТИФОКУСИРОВКА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ В ЗОНЕ БЛИЖНЕГО ИЗЛУЧЕННОГО ПОЛЯ Веденькин Д. А., Седельников Ю. Е., Ситдилов Д. Д.	402
8.17	АКТИВНАЯ РАДИОМЕТКА НА ОСНОВЕ ХАОТИЧЕСКИХ РАДИОСИГНАЛОВ И ПРИНЦИП ЕЕ РАБОТЫ Попов М. Г.	404
8.18p	СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ РАССТОЯНИЯ ЧАСТОТНЫМ ДАЛЬНОМЕРОМ БЛИЖНЕГО ДЕЙСТВИЯ Атаянц Б. А., Давыдочкин В. М., Езерский В. В.	406
8.19p	МАТРИЦА ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ РЕЗОНАТОРОВ С ПОПЕРЕЧНЫМ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ПОЛЕМ С ГАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНЫМИ ПЛЕНКАМИ ХИТОЗАНА Зайцев Б. Д., Семёнов А. П., Теплых А. А., Бородина И. А.	408

8.20p	ВАРИАНТЫ ИСПОЛНЕНИЯ КОНСТРУКЦИЙ БОЕВЫХ ЧАСТЕЙ МНОГОФАКТОРНОГО ДЕЙСТВИЯ Козлов В. В., Зонтова Т. В.	410
8.21p	ASSESSMENT OF THE POSSIBILITY OF DETERMINING WIND PARAMETERS BY A RADAR-SONDE Ivanov V. E., Sterlyadkin V. V., Shirshov N. V., Kudinov S. I.	412
8.22p	УВЕЛИЧЕНИЕ ДОПУСКОВ НА ВЗАИМНОЕ СМЕЩЕНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ СИСТЕМЫ БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ Широков И. Б., Сердюк И. В., Азаров А. А., Широкова Е. И.	414

СЕКЦИЯ 8a: СВЧ-ТЕХНИКА В МЕДИЦИНЕ И БИОЛОГИИ

8a.1	ИНТЕНСИВНОСТЬ УДЕЛЬНОЙ ПОТЕРИ МАССЫ МОЧЕВЫХ КОНКРЕМЕНТОВ ПОД ДЕЙСТВИЕМ ЛАЗЕРНЫХ ИМПУЛЬСОВ Чернега В. С., Еременко А. Н.	415
8a.2	ПОСТРОЕНИЕ ПРОФИЛЯ ГЛУБИННЫХ ТЕМПЕРАТУР БИОЛОГИЧЕСКИХ СРЕД МЕТОДОМ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ИЗМЕНЕНИЯ ФЛУКТУАЦИОННОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ РАДИОМЕТРИЧЕСКОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ Филатов А. В., Ложилов А. Г., Новикова А. А., Сердюков К. А.	417
8a.3	АКУСТИЧЕСКИЙ ДАТЧИК НА ОСНОВЕ РЕЗОНАТОРА ИЗ КЕРАМИКИ ЦТС-19 ДЛЯ ЭКСПРЕСС-АНАЛИЗА БАКТЕРИАЛЬНЫХ КЛЕТОК В ПРОВОДЯЩИХ ВОДНЫХ РАСТВОРАХ Бородина И. А., Зайцев Б. Д., Теплых А. А., Караваева О. А., Бурьгин Г. Л., Гулий О. И.	419
8a.4	ТРЕХМЕРНАЯ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ГРУДНОЙ КЛЕТКИ ЧЕЛОВЕКА С РАЗЛИЧНЫМИ БРОНХОЛЕГОЧНЫМИ ЗАБОЛЕВАНИЯМИ Семерник И. В., Демьяненко А. В., Семерник О. Е., Самонова К. В.	421
8a.5	ВЕЙВЛЕТ-ИНТРОСКОПИЯ БИОСИСТЕМ ОРГАНИЗМА ЧЕЛОВЕКА Алдонин Г. М., Черепанов В. В.	423
8a.6	ЗАВИСИМОСТЬ РОСТА ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ ОПУХОЛИ ОТ МОЩНОСТИ СВЧ ИЗЛУЧЕНИЯ Пьянков В. Ф., Крюкова О. В., Копылов А. Ф., Алдонин Г. М.	425

СЕКЦИЯ 8b: РАДИОФОТОННЫЕ УСТРОЙСТВА И СИСТЕМЫ

8b.1	СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РАДИОФОТОННЫХ УСТРОЙСТВ В ОПТИЧЕСКОЙ И МИКРОВОЛНОВОЙ САПР Белкин М. Е., Головин В. В., Тыщук Ю. Н.	427
8b.2	СРАВНИТЕЛЬНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОФОТОННОЙ ДИАГРАММООБРАЗУЮЩЕЙ СХЕМЫ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ В РАЗЛИЧНЫХ САПР Белкин М. Е., Головин В. В., Тыщук Ю. Н.	429
8b.3	ОПТИЧЕСКИЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ КОЭФФИЦИЕНТА СПЕКТРАЛЬНОГО ПОГЛОЩЕНИЯ ЖИДКИХ СРЕД ДЛЯ ПОЛЕВЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ Филатов А. В.	431
8b.4	ФОРМИРОВАНИЕ ГРЕБЕНКИ ЧАСТОТ В ОПТОЭЛЕКТРОННОМ ГЕНЕРАТОРЕ Кулагин В. В., Валуев В. В., Конторов С. М., Прохоров Д. А., Черепенин В. А.	432
8b.5	РАЗРАБОТКА УНИВЕРСАЛЬНОГО УЗЛА КОНТРОЛЯ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ОПТОЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ РАДИОФОТОННОГО ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩЕГО МОДУЛЯ Алешин А. В., Фофанов Д. А., Картышев Б. А., Белкин М. Е.	434

8b.6	ИССЛЕДОВАНИЕ ОПТИМАЛЬНОГО ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ АНАЛОГОВОЙ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ РАДИОСИГНАЛОВ СВЧ ДИАПАЗОНА Алешин А. В., Фофанов Д. А., Бахвалова Т. Н., Белкин М. Е.	436

СЕКЦИЯ 9/1: РАДИОАСТРОНОМИЯ, ДИСТАНЦИОННОЕ ЗОНДИРОВАНИЕ, РРВ

INV.9	НЕОБЫЧНАЯ И МОЩНАЯ ВСПЫШКА МАЗЕРА ВОДЯНОГО ПАРА В W49N Вольвач А. Е., Вольвач Л. Н., Ларионов М. Г.	438
9.1	УЛУЧШЕНИЕ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА ШИРОКОПОЛОСНОЙ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ ПУТЕМ КОМПЕНСАЦИИ ЧАСТОТНОЙ ДИСПЕРСИИ В РАДИОКАНАЛЕ С УЧЕТОМ СТОХАСТИЧЕСКОЙ КОМПОНЕНТЫ ФАЗОВОЙ ФУНКЦИИ Иванов Д. В., Иванов В. А., Рябова Н. В., Кислицын А. А.	440
9.2	ВЫНОСНАЯ АППАРАТУРА ЮСТИРОВКИ И ТРАЕКТОРНОГО КОНТРОЛЯ ПОСАДОЧНОГО РАДИОЛОКАТОРА Синицын Е. А., Фридман Л. Б.	442
9.3	ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА ВАРИАЦИЙ АЛАНА Афонин И. Л., Поляков А. Л., Поляков Д. А.	444
9.4	ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ МОДЕЛИ МНОГОМЕРНОГО ИОНОСФЕРНОГО РАДИОКАНАЛА ДЛЯ ЗАДАЧ КОГНИТИВНОГО КВ РАДИО Иванов Д. В., Иванов В. А., Рябова Н. В.	446
9.5p	ОСОБЕННОСТИ ВРЕМЕННОЙ синхронизации МНОГОПОЗИЦИОННЫХ СИСТЕМ НАБЛЮДЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ Синицын Е. А., Фридман Л. Б.	448
9.6p	О ПРОБЛЕМЕ ЭКОЛОГИЧЕСКОЙ БЕЗОПАСНОСТИ КРЫМА Вольвач А. Е., Курбасова Г. С., Каноники К. Х., Боборыкина О. В.	450
9.7p	НАБЛЮДЕНИЯ АКТИВНОСТИ СОЛНЦА С ПОМОЩЬЮ РАДИОАСТРОНОМИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА KRM Вольвач А. Е., Якубовская И. В.	452
9.8p	ИССЛЕДОВАНИЕ СТАТИСТИЧЕСКИХ СВЯЗЕЙ МЕЖДУ ИЗМЕНЕНИЕМ ОРИЕНТАЦИИ ГЕОГРАФИЧЕСКОГО СРЕДНЕГО СЕВЕРНОГО И СЕВЕРНОГО ГЕОМАГНИТНОГО ПОЛЮСОВ ЗЕМЛИ Вольвач А. Е., Курбасова Г. С.	454
9.9p	ГРАВИТАЦИОННОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ ВО ВРЕМЯ НЕОБЫКНОВЕННОЙ ВСПЫШКИ В ИСТОЧНИКЕ 3C454.3 Вольвач А. Е., Вольвач Л. Н., Ларионов М. Г.	456
9.10p	ВОЗМОЖНОСТЬ ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ГРАВИТАЦИОННЫХ ВОЛН ОТ ТЕСНЫХ ДВОЙНЫХ МАССИВНЫХ ЗВЕЗДНЫХ СИСТЕМ Вольвач А. Е., Вольвач Л. Н., Ларионов М. Г.	458
9.11p	АКТИВНЫЙ ТРАНСПОНДЕР ДЛЯ ИСПЫТАНИЙ КОСМИЧЕСКИХ РАДИОЛОКАТОРОВ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ Алексеев С. Б., Алексеева А. М., Недро Л. В., Чарыков И. В., Чикачёв В. С.	460

СЕКЦИЯ 9/2: РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ ДЗЗ: АНАЛИЗ, МОДЕЛИРОВАНИЕ, ОБРАБОТКА

9.12	ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС МОДЕЛИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ РЛС ПРИ РАБОТЕ НАД ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ Боков А. С., Марков Ю. В., Важенин В. Г., Шишминцев Д. К.	462

9.13	ФОРМИРОВАНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ПО ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМ ПАРАМЕТРАМ НАБЛЮДАЕМЫХ ОБЪЕКТОВ Гулько В. Л., Мещеряков А. А.	463
9.14	ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ РАЗВЕРТЫВАНИЯ ФАЗЫ ПРИ ОБРАБОТКЕ ИНТЕРФЕРОГРАММ КОСМИЧЕСКИХ РСА Сосновский А. В., Коберниченко В. Г.	465
9.15	ВОССТАНОВЛЕНИЕ ДВУМЕРНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОБЪЕКТОВ С УГЛОВЫМ СВЕРХРАЗРЕШЕНИЕМ Лаговский Б. А.	467
9.16	ОЦЕНКА ХАРАКТЕРИСТИК МОДЕЛИ ОБРАБОТКИ ОТРАЖЕННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ РСА В ШИРОКИХ УСЛОВИЯХ ПРИМЕНЕНИЯ Марков Ю. В., Боков А. С., Важенин В. Г., Нестеров М. Ю.	469
9.17	АДАПТИВНЫЙ СИНТЕЗ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ В КОСМИЧЕСКОЙ БИСТАТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ, ОБРАЗОВАННОЙ ВЫСОКООРБИТАЛЬНЫМ И НИЗКООРБИТАЛЬНЫМ РСА Лепёхина Т. А., Лиханский С. Г., Николаев В. И.	471
9.18p	МИНИМИЗАЦИЯ ВЛИЯНИЯ ИСКАЖЕНИЙ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В ПРИЁМО-ПЕРЕДАЮЩИХ ТРАКТАХ РАДИОЛОКАТОРОВ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ИХ СОГЛАСОВАННОЙ И ПОДОПТИМАЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ Фридман Л. Б., Синицин Е. А.	473
9.19p	ДИСТАНЦИОННЫЙ РАДИОМЕТРИЧЕСКИЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ВЛАЖНОСТИ ПОЧВЫ Сидоров И. А.	475
СЕКЦИЯ Н: ИСТОРИЯ РАЗВИТИЯ ИНФОКОММУНИКАЦИЙ И РАДИОТЕХНОЛОГИЙ		
Н.1	ЮРИЙ БОРИСОВИЧ ГИМПЛЕВИЧ — УЧЕНЫЙ И ОРГАНИЗАТОР НАУКИ (к 70-летию со дня рождения) Афонин И. Л., Ермолов П. П.	477
Н.2	АНТЕННА VOR Жданов Б. В., Войтович Н. И.	479
Н.3	КАТОДНО-ЛУЧЕВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И ИЗОБРЕТЕНИЕ ВЫПРЯМИТЕЛЯ ВЕНЕЛЬТА Пестриков В. М.	481
Н.4	ДВОЙНОЙ ЮБИЛЕЙ В АО «МИКРОВОЛНОВЫЕ СИСТЕМЫ» Ермолов П. П., Свиридова Е. И., Коломийченко В. П., Кондратова Е. В.	483

Организатор конференций КрыМиКо Павел Петрович Ермолов (к 70-летию со дня рождения)

Гимпилевич Ю. Б., Афонин И. Л.

Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация

Аннотация: Рассмотрен творческий и жизненный путь организатора конференций «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», заведующего базовой кафедрой Института радиоэлектроники и информационной безопасности Севастопольского государственного университета, кандидата технических наук, доцента Павла Петровича Ермолова.

1. Введение

Павел Петрович Ермолов известен в Севастопольском государственном университете и за его пределами в первую очередь тем, что является автором проекта проведения в Севастополе конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» и в течение 30 лет является бессменным руководителем Организационного комитета этой конференции. Одной из особенностей этой конференции является издание (под редакцией Ермолова) аннотированных библиографических указателей материалов конференций за 1991—2010 гг. и 2011—2015 гг. Из этих указателей, в частности, можно судить о масштабах конференции. Так, в первый указатель включены 5282 записи 5464 авторов, которые представляли 774 университетов и предприятий 43 стран, во второй — 2729 записей 3487 авторов, которые представляли 496 университетов и предприятий 28 стран.¹ В течение последних 5 лет (с 2015 г.) конференция поддерживается грантами Российского фонда фундаментальных исследований.

Вехи творческого и жизненного организатора конференций «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», заведующего базовой кафедрой Института радиоэлектроники и информационной безопасности Севастопольского государственного университета, кандидата технических наук, доцента Павла Петровича Ермолова отражены в работах [1—6]. В настоящей работе проведено обобщение этих публикаций.

2. 1950—1975 гг.

П. П. Ермолов родился 28 июля 1950 г. в селе Греково-Александровка Тельмановского района Сталинской области (в настоящее время — Донецкой Народной Республики) в семье служащих, участников Великой Отечественной войны. Мать — Резникова Мария Акимовна (1918—2007), старший лейтенант медицинской службы, после войны была направлена заведовать аптекой в Греково-Александровку. Отец — Ермолов Петр Иванович (1907—1980), старший лейтенант административной службы, работал вместе с Марией Акимовной.

В 1967 г. окончил Греково-Александровскую среднюю школу и поступил в Таганрогский радиотехнический институт, радиотехнический факультет которого окончил в 1973 г. В этом же году был призван на срочную военную службу, которую проходил на космодроме Байконур в должности начальника станции обработки информации радиодальномера — элемента сети измерений траекторий космических аппаратов. После окончания службы присвоено воинское звание старший лейтенант.



3. 1975—1985 гг.

С 1975 по 1985 г. — в Севастопольском приборостроительном институте на должностях инженера, аспиранта, ассистента, младшего научного сотрудника. Кандидатская диссертация посвящена

¹ Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» : 1991—2010 : аннотир. библиогр. указ. / Севастоп. нац. техн. ун-т, Науч. б-ка ; под ред. к. т. н. П. П. Ермолова ; [отв. сост. Н. Л. Ржевцева ; авт. предисл. М. П. Батура, М. Е. Ильченко, В. А. Шевцов]. — Севастополь : Вебер, 2014. — 640 с. ; Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» : 2011—2015 : аннотир. библиогр. указ. / Севастоп. гос. ун-т, Науч. б-ка ; под ред. к. т. н. П. П. Ермолова ; [отв. сост. Н. Л. Ржевцева]. — Севастополь, 2017. — 356 с.

исследованиям элементов и узлов миллиметрового диапазона на основе микрополоскового волновода с волной E_{11} . Работа защищена в Московском институте электронного машиностроения в 1986 г.

4. 1985—1993 гг.

В 1985 г. был приглашен в Специальное конструкторско-технологическое бюро Морского гидрофизического института АН Украины для участия в работах по созданию 12-канального спутникового радиометра сантиметрового диапазона, предназначавшегося для установки на космическом носителе «Океан». Ведущий конструктор по СВЧ-тракту радиометра и его калибровкам, руководитель ряда НИОКР, связанных с разработкой и технологической оптимизацией СВЧ-устройств [6].

5. 1993—2007 гг.

В 1993—2002 гг. — руководитель редакционно-издательской группы издательства «Вебер». В 2002—2007 гг. — на руководящих должностях ряда предприятий телекоммуникационного профиля. В этот период исполнял обязанности председателя Государственной экзаменационной комиссии по защите выпускных квалификационных работ выпускников кафедры радиотехники и телекоммуникаций.

6. 2008—2020 гг.

В 2008—2020 гг. — старший преподаватель, доцент (кафедра «Радиоэлектроника и телекоммуникации») Севастопольского государственного университета. С 2018 г. — заведующий базовой кафедрой «Инновационная радиоэлектроника» и член ученого совета Института радиоэлектроники и информационной безопасности СевГУ. Стажировался на кафедре истории науки и техники Национального технического университета «Харьковский политехнический институт» (2011) и кафедре истории науки и техники Уральского федерального университета (2013).

Научные интересы П. П. Ермолова: микроволновая радиометрия, технологическая оптимизация управляющих и приемных СВЧ-устройств, исследование возможности использования микроволнового излучения для оценки мелкомасштабных изменений параметров морской воды, методология периодизации и классификации в истории инфокоммуникаций и радиотехнологий, история развития этих областей деятельности на Черноморском флоте и в Крыму и др. [6].

7. Научные достижения, общественная деятельность, награды

П. П. Ермолов — автор и соавтор более 150 научных работ, одной монографии, трех авторских свидетельств на изобретения, а также автор более 40 предисловий к редактируемым изданиям.

Кроме проекта проведения конференции КрыМиКо, П. П. Ермолов является автором еще ряда издательских проектов и инициатив [6], членом президиума Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи имени А. С. Попова (РНТОРЭС), председателем Крымской региональной организации РНТОРЭС, членом Ассоциации научных редакторов и издателей. Награжден Почетной грамотой Министерства образования и науки Украины (2010) и памятной медалью «150 лет Русского технического общества» (2016). Почетный гражданин Греково-Александровки (1994).

8. Заключение

Плодотворная деятельность организатора конференций КрыМиКо Павла Петровича Ермолова заслуживает более детального исследования.

Список литературы

1. Ермолов Павел Петрович // Таганрогский государственный радиотехнический университет : энциклопедия ТРТУ, 1952—2002 / редкол. : В. Г. Захаревич [и др.]. Ростов н/Д : Ростиздат, 2002. Т. 2. С. 78.
2. Развитие морских наук и технологий в Морском гидрофизическом институте за 75 лет / под общ. ред. В. Н. Еремеева. Севастополь : МГИ НАН Украины, 2004 г. С. 622.
3. Ермолову Павлу Петровичу 60 лет // Вимірjuвальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах : зб. наук. пр. / Технол. ун-т Поділля. Хмельницький, 2010. Вип. 1 (35). С. 179.
4. Новая книга об изобретателе радио Александре Попове / В. Пестриков // Севастопольская газета. 2010. 4 марта.
5. Первые шаги радио в России : Кронштадт. Севастополь. Гогланд / Ю. В. Кропотов // Вестник связи. 2010. № 7. С. 49—50.
6. Ермолов Павел Петрович : (к 70-летию со дня рождения) : биобиблиогр. указ. / М-во науки и высшего образования Российской Федерации, Севастоп. гос. ун-т, Науч. б-ка ; сост.: Синковская Е. В., Макиенко И. Н. ; авт. вступит. ст.: Гимпилевич Ю. Б., Афонин И. Л. Севастополь : СевГУ, 2020. 63 с.

История кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета (к 60-летию основания)

Гимпилевич Ю. Б., Афонин И. Л., Ермолов П. П.

Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация
p.p.yermolov@mail.ru

***Аннотация:** Рассмотрены этапы становления и развития кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Института радиоэлектроники и информационной безопасности Севастопольского государственного университета, которая в мае 2020 г. отметила 60-летие образования.*

1. Введение

История лидирующей кафедры Института радиоэлектроники и информационной безопасности и Севастопольского государственного университета — кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» и связанных с ее деятельностью ученых и известных выпускников рассматривалась ранее в публикациях [1, 2], в которых охвачен период 1960—2010 гг. В настоящей работе рассмотрен период 2010—2020 гг. с акцентом на период 2015—2020 гг.

2. 1960—1963 гг.

История Севастопольского государственного университета (СевГУ) берет свое начало 9 октября 1951 г., когда в соответствии с приказом министра высшего и среднего специального образования (МВССО) СССР № 498 был организован филиал Николаевского кораблестроительного института им. С. О. Макарова. 22 июня 1960 г. постановлением Совета Министров УССР филиал Николаевского института был преобразован в Севастопольский филиал Одесского политехнического института (СФОПИ). В структуре филиала этим же постановлением была предписана организация 15 кафедр, в числе которых была и кафедра электромеханики, радиотехники и автоматики. Обязанности заведующего кафедрой в эти годы исполняли А. И. Доценко, М. Л. Фиш, И. Н. Деркач. На кафедре велось преподавание следующих специальных дисциплин: ТОЭ, Теория поля (В. А. Марактанов), Электронные приборы (П. Д. Бурьянов), Импульсная техника (В. Я. Свирь), Радиопередающие устройства (А. Н. Мисан), Радиоприемные устройства (Н. Е. Хоменко), Радиоизмерения (Б. В. Кононов), Электроника (Виноградова В. С.). Более детально этот период (в т. ч. персоналии и фото) представлен в работе [1].

3. 1964—1991 гг.

В декабре 1963 г. Постановлением Совета Министров СССР и Украинской ССР на базе Севастопольского филиала ОПИ был организован Севастопольский приборостроительный институт (СПИ) [2]. Заведующим кафедрой радиотехники был назначен И. Н. Деркач. В феврале 1967 г. в составе СПИ организован радиотехнический факультет (РТ). Первым деканом радиотехнического факультета стал Ю. К. Витько, а заместителем декана — В. С. Виноградова. В этот период к преподаванию привлекаются квалифицированные ученые-радиоспециалисты из Москвы, Киева, Ленинграда, Томска, Краснодара: В. А. Ищенко, В. Г. Тимошенко, С. В. Доценко, Ю. А. Саливон, А. Н. Гарина-Домченко, Г. А. Дейнега, Н. П. Валуты, В. А. Сапрыкин, И. К. Бондаренко, В. В. Саламатин [3, 4].

В ноябре 1967 г. приказом МВССО УССР № 623 на базе кафедры радиотехники организованы кафедра теоретических основ радиотехники (ТОР) и кафедра радиотехнических систем (РТС). Первым заведующим кафедрой ТОР был назначен Б. Я. Романихин, пришедший на эту должность из Минского радиотехнического института и имевший к тому времени большой опыт работы в высшей школе [5, 6]. В состав кафедры вошли: В. И. Ищенко, В. К. Маригодов, В. Г. Тимошенко, И. Н. Деркач, И. В. Басерова, А. Н. Мисан, В. И. Левитская; Н. А. Грудина (первый аспирант кафедры радиотехники), В. П. Климов, А. А. Варич, А. А. Яковлева, И. А. Калмыкова, И. П. Илларионов.

В 1969 г. заведующим кафедрой ТОР по конкурсу избран Заслуженный изобретатель РСФСР И. К. Бондаренко, работавший ранее начальником отдела Краснодарского конструкторского бюро радио-

аппаратуры [7, 8]. С этого периода начинает формироваться главное научное направление кафедры ТОР, связанное с СВЧ радиоизмерительной техникой. Возрастает объем хозяйственных НИР с предприятиями «Микроприбор», «Сатурн», Институтом радиоэлектроники (ИРЭ) АН УССР, НПО им. А. С. Лавочкина и рядом других крупных предприятий. За весь период существования на кафедре ТОР было подготовлено 34 кандидата наук, защищена докторская диссертация (И. К. Бондаренко, 1972), опубликовано более 300 научных работ, получено 60 авторских свидетельств на изобретения. Защитили диссертации и стали ведущими преподавателями кафедры Ю. Б. Гимпилевич, А. Д. Плоткин, С. Р. Зиборов, А. Н. Трушкин, А. И. Буря, В. М. Выходцев, И. Л. Ветров, А. В. Мельников, И. Л. Афонин.

Кафедру РТС в 1967 г. возглавил В. И. Никитенко, работавший ранее в ЛЭТИ имени В. И. Ульянова-Ленина. В состав кафедры РТС вошли: Ю. А. Саливон, А. Н. Гарина-Домченко, Н. П. Валуты, А. Н. Мисан, А. Е. Безъязычный, Ю. А. Беляев, Е. Б. Башук, А. С. Романов. В период с 1967 по 1975 гг. на кафедре радиотехнических систем развивались два основных направления научных исследований:

- проблемы взаимодействия взвешенных частиц с потенциальными полями;
- автоматизация процессов производства источников тока.

По этим научным направлениям на кафедре РТС защищено две кандидатских и одна докторская (В. И. Никитенко, 1974) диссертации, опубликовано 50 научных трудов, получено 15 авторских свидетельств на изобретения. Разработки награждены медалями ВДНХ СССР.

В 1976 году заведующей кафедрой РТС стала Л. М. Лобкова [9], работавшая ранее в Ленинградском электротехническом институте связи имени Бонч-Бруевича. С этого периода начинают развиваться новые научные направления:

- разработка помехоустойчивых систем связи;
- создание новых видов антенных устройств.

Работы велись в содружестве с ИРЭ АН СССР, ИРЭ АН УССР, НПО «Ленинец» и другими ведущими научными и промышленными предприятиями. По результатам работ защищено 18 кандидатских диссертаций. Доцентами кафедры РТС стали ее выпускники: А. Г. Лукьянчук, Л. И. Берхина, Н. И. Мишарева, И. Б. Широков, А. Г. Бадалов, А. А. Щекатурич, Ю. П. Михайлюк, А. А. Савочкин.

В 1971 году организована кафедра Радиотехнических устройств (РУ). Кафедру РУ возглавлял: Н. Е. Хоменко — создатель первого любительского телецентра в Севастополе, затем В. К. Маригодов [10, 11]. В состав кафедры вошли В. П. Климов, В. П. Дьячкин, В. Д. Олейник, В. И. Левитская, В. Я. Свирь, Г. И. Степанченко, О. И. Васеева, В. И. Цыбин, Т. М. Кузьмишкина.

Основные научные работы, выполняемые на кафедре РУ, были связаны с оптимальной обработкой сигналов в радиотехнических и гидролокационных системах. По материалам этих исследований на кафедре РУ защищено 8 кандидатских диссертаций и 1 докторская (В. К. Маригодов, 1986), опубликовано 350 научных работ, получено 45 авторских свидетельств на изобретения. Доцентами кафедры стали С. Р. Зиборов, В. П. Климов, Э. Ф. Бабуров, А. М. Варфоломеев.

Более детально этот период (в т. ч. фото) представлен в работе [2].

4. 1992—2010 гг.

В связи с созданием на базе СПИ Севастопольского государственного технического университета (СГТУ) в 1992 году все радиотехнические кафедры объединились в единый департамент радиотехники. Первым директором департамента стал И. К. Бондаренко. В 1999 г. произошла реорганизация структуры СГТУ и департамент радиотехники преобразовали в кафедру радиотехники, которая вошла в состав воссозданного факультета радиоэлектроники.

В 2004 г. коллектив кафедры радиотехники Севастопольского национального технического университета (СевНТУ), возглавил доктор технических наук, профессор, Заслуженный работник образования Автономной республики Крым Ю. Б. Гимпилевич.

В декабре 2008 г. кафедра радиотехники переименована в кафедру радиотехники и телекоммуникаций (РТ). Эта кафедра стала единственной преемницей всех ранее существовавших кафедр по подготовке радиоинженеров в СПИ, СевГТУ и СевНТУ. К 2010 г. в составе кафедры 35 преподавателей, 8 человек учебно-вспомогательного персонала, 5 аспирантов. За период 2001—2010 гг. докторские диссертации защитили Э. Ф. Бабуров, Ю. Б. Гимпилевич, М. Б. Проценко, И. Л. Афонин, кандидатские — В. В. Вертегел, И. В. Лашенко, О. А. Посный, М. В. Ивашина, В. В. Головин, А. В. Лукьянчиков, А. В. Троицкий, Ю. Я. Смаилов, Г. А. Лукьянчук, Е. А. Редькина.

К 2010 г. по специальности «Радиотехника» в СПИ, СГТУ и СевНТУ подготовлено около 7 тысяч радиоинженеров, более 60 кандидатов наук, 6 докторов наук. Сотрудниками опубликовано более 1000 научных трудов, получено 150 авторских свидетельств на изобретения и патентов. Вышли в свет 30 монографий и учебных пособий с грифом Министерства образования и науки Украины.

Коллектив кафедры работал по следующим направлениям:

- разработка антенных систем (руководители: Л. М. Лобкова, А. А. Щекатурин, Ю. П. Михайлюк);
- разработка элементной базы микроволнового диапазона (руководитель В. В. Саламатин);
- разработка микроволновых методов измерения и контроля параметров процессов, цепей, материалов (руководитель Ю. Б. Гимпилевич);
- исследование особенностей распространения электромагнитных волн различных диапазонов (руководитель И. Б. Широков);
- проектирование интегральных схем (руководитель Ю. Б. Гимпилевич);
- разработка широкого класса микропроцессорной техники (руководитель И. Б. Широков);
- разработка систем радиочастотной идентификации — *RFID* (руководитель А. А. Савочкин).

Кафедра активно сотрудничала с международными научно-техническими организациями: компанией «Melexis» (Бельгия), исследовательским центром «Astron» (Голландия), исследовательской лабораторией «International Laboratory of High Technologies» (Турция), «Waves Audio Ltd» (Израиль).

Кафедра в течение 10 лет подряд (до 2009 г.) являлась организатором Всеукраинских олимпиад по радиотехнике. Кроме того, она являлась и до настоящего времени является организатором ежегодной международной молодежной научно-технической конференции «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций, РТ», а также ежегодной международной научно-технической конференции: «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии, КрыМиКо». Кроме этого, на базе кафедры были проведены международные конференции «Теория и техника антенн, ICATT»; «Сверхширокополосные и сверхкороткие импульсные сигналы, UWBUSIS», в которых приняли участие ученые многих стран ближнего и дальнего зарубежья.

В 2006—2009 г. кафедра РТ занимала первое место по научной работе в Севастопольском национальном техническом университете.

Более детально этот период (в т. ч. фото) представлен в работе [2].

5. 2011—2020 гг.

В 2011—2014 гг. коллектив кафедры успешно работал по перечисленным в предыдущем разделе направлениям, продолжал проведение конференций РТ и КрыМиКо. Научной библиотекой СевНТУ была проведена большая работа по подготовке аннотированного библиографического указателя «Международная Крымская конференция “СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии” за 20 лет (1991—2010)» [12] (указатель вышел в свет в 2014 г.). Он содержит аннотированные записи по 5282 опубликованным докладам 5464 авторов из 8 стран СНГ и 35 зарубежных стран. В 2017 г. такой же указатель был подготовлен и за следующие 5 лет (2011—2015) [13] с аннотированными записями по 2729 опубликованным докладам 3487 авторов из 6 стран СНГ и 22 зарубежных стран. Доклады конференций 2001—2014 гг. проиндексированы в базе данных *Scopus*. С 2015 г. в связи с санкциями индексация была прекращена.

В 2014 г. Севастопольский национальный технический университет был реорганизован в Севастопольский государственный университет (СевГУ). В 2015 г. на основе радиотехнического факультета в составе СевГУ был создан Институт радиоэлектроники и информационной безопасности (ИРИБ) с кафедрой «Радиоэлектроника и телекоммуникации» (РТ) в его составе. Директором ИРИБ был назначен Ю. Б. Гимпилевич [14], заведующим кафедрой РТ — И. Л. Афонин [15]. В 2018 г. на основе кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» была образована базовая кафедра «Инновационная радиоэлектроника», заведующим кафедрой назначен П. П. Ермолов [16]. Следует отметить, что в 2010—2020 гг. библиотекой университета подготовлено 10 выпусков библиографических указателей ведущих ученых СевГУ, 6 из которых посвящены сотрудникам кафедры РТ [3, 9, 10, 14, 15, 16].

Деятельность кафедры РТ в 2015—2019 гг. весьма полно отражена в отчетах, общий объем которых превышает 800 страниц.¹ Основные разделы отчетов: Уникальные преимущества (сильные стороны) кафедры РТ; Штат профессорско-преподавательского состава кафедры, Профессорское собрание; Штат учебно-вспомогательного персонала кафедры; Объем учебной работы, выполненной кафедрой; Обучение ППС и УВП. Занятия по гражданской обороне; Стимулирование ППС и УВП; Помещения кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации»; Объем учебной нагрузки преподава-

¹ Отчет о работе кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Института радиоэлектроники и информационной безопасности за 2015/2016 учебный год. — 68 с.; Отчет о работе кафедры... за 2016/2017 учебный год. — 197 с.; Отчет о работе кафедры... за 2017/2018 учебный год. — 250 с.; Отчет о работе кафедры... за 2018/2019 учебный год. — 294 с.

телей; План заседаний кафедры; Тематика курсовых работ, рефератов, расчетно-графические задания; Разработка лекционных курсов и УМК; Направления и специальности подготовки на кафедре РТ; Разработка ООП; Разработка учебных и рабочих учебных планов; Программы дополнительного образования; Договоры с предприятиями; Реализация системы «Антиплагиат»; Государственная итоговая аттестация, Защиты ВКР (ДП); Организация производственных практик, включая НИР; Дистанционное образование; Работа по выпуску учебно-методических материалов и наглядных пособий, Стенды кафедры; Работа по совершенствованию лабораторной базы кафедры, постановка новых и модернизация существующих лабораторных работ; Использование новых информационных технологий, Страничка ИРИБ; Сайт кафедры; Работа по повышению научной и педагогической квалификации преподавательского состава кафедры; Научно-исследовательская работа с обучающимися, Публикации преподавателей в соавторстве с обучающимися, Тематика НИРС; Научно-исследовательская работа, Качественные показатели НИР; Итоги конференции «КрыМиКо», Итоги конференции «РТ»; Благодарности, поощрения, взыскания ППС, УВП и обучающихся; Список монографий, учебных пособий, сборников конференций; Список научных публикаций преподавателей кафедры РТ; Инжиниринговый центр СевГУ; Полученные гранты; Публикации ППС в наукометрических базах; Отчеты по научным мероприятиям; Научные издания кафедры; Научный и методический семинары кафедры; План проведения открытых занятий; План взаимопосещений занятий; Работа по профориентации молодежи; Агитационная работа; Сотрудничество с учебными заведениями; Приемная кампания; Конкурс «Школа юного исследователя»; План контроля стажировки выпускников на предприятиях; Воспитательная работа, Кураторская работа; План мероприятий по международному сотрудничеству; Организация и руководство проектными работами в рамках программы WorldSkills; Сетевые формы организации образовательных программ на кафедре; Дисциплины общеуниверситетского пула; Базовая кафедра «Инновационная радиоэлектроника»; Научная школа «Микроволновая техника и беспроводные технологии» и др.

В настоящее время в профессорско-преподавательском составе кафедры 3 профессора, 20 доцентов, 4 старших преподавателя, 2 преподавателя и 7 ассистентов — всего 36 человек.

Инжиниринговый центр изделий микро- и наноэлектроники — это исследовательско-внедренческое подразделение Севастопольского государственного университета, оказывающее инжиниринговые услуги предприятиям радиоэлектронной промышленности в области разработки электронных компонентов и приборов на их основе. Центр создан в 2015 году по итогам открытого публичного конкурса Минобрнауки РФ и Минпромторга РФ на предоставление государственной поддержки пилотных проектов по созданию и развитию инжиниринговых центров на базе образовательных организаций высшего образования. В число победителей вошел проект, разработанный на кафедре «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета. Государственная поддержка проекта составляет 100 млн руб. Специализация Инжинирингового центра: разработка цифровых, аналоговых и смешанных монолитных интегральных схем, в том числе СВЧ диапазона на основе передовых отечественных и зарубежных технологий; разработка систем на кристалле (СНК), систем-в-корпусе (СвК), гибридных интегральных схем СВЧ диапазона, сборка опытных партий микромодулей; разработка радиоэлектронной аппаратуры на основе микроконтроллеров, цифровых сигнальных процессоров и программируемых логических интегральных схем; целевая подготовка специалистов по заказам предприятий радиоэлектронной промышленности Крыма и Севастополя. Директором центра назначен доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» В. В. Вертегел.

6. Заключение

Деятельность кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» СевГУ направлена на совершенствование процесса обучения и воспитания студенческой молодежи, повышает интерес к выбранной профессии и способствуют прогрессу страны. Научные достижения кафедры убедительно показывают, что радиотехника не исчерпала своих возможностей и имеет прекрасные перспективы развития во всех сферах жизни и деятельности общества. Наличие научно-педагогических школ обеспечивает подготовку кафедрой РТ высококвалифицированных кадров, творческих личностей, способных успешно трудиться не только в промышленности, но и во всех сферах деятельности человека.

Список литературы

1. Ермолов П. П., Редькина Е. А. К 50-летию кафедры радиотехники и телекоммуникаций СевНТУ. Радиотехника в Севастопольском филиале Одесского политехнического института (1960—1963 гг.) // 20-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2010) : материалы конф. в 2 т. Севастополь, 13—17 сент. 2010 г. Севастополь : Вебер, 2010. Т. 1. С. 91—93.

2. Гимпилевич Ю. Б., Афонин И. Л., Ермолов П. П. Становление и развитие кафедры радиотехники и телекоммуникаций Севастопольского национального технического университета (к 50-летию кафедры) // 20-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2010) : материалы конф. в 2 т. Севастополь, 13—17 сент. 2010 г. Севастополь : Вебер, 2010. Т. 1. С. 3—7.
3. Саламатин Виктор Васильевич (к 75-летию со дня рождения) : биобиблиогр. указ. / М-во образования и науки, молодежи и спорта Украины, Севастоп. нац. техн. ун-т, Науч. б-ка ; [сост.: Ржевцева Н. Л., Уткина Е. Г. ; авт. вступит. ст.: Гимпилевич Ю. Б., Афонин И. Л. ; ред. Афонин И. Л.]. — Севастополь : Вебер, 2011. 61 с.
4. Афонин И. Л., Ермолов П. П. Исследователь и педагог Виктор Васильевич Саламатин (к 80-летию со дня рождения) // 26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016). Севастополь, 4—10 сентября 2016 г. : материалы конф. в 13 т. — Москва ; Минск ; Севастополь, 2016. Т. 12. С. 2867—2873.
5. Снегур Д. А., Ермолов П. П. Первый заведующий кафедрой теоретических основ радиотехники Севастопольского приборостроительного института Борис Яковлевич Романихин (к 100-летию со дня рождения) // Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций : РТ-2017 : материалы 13-й междунар. молодеж. науч.-техн. конф., Севастополь, 20—24 нояб. 2017 г. — Севастополь : СевГУ, 2017. С. 300—301.
6. Кулаковская Е. В., Ермолов П. П. Первый заведующий кафедрой теоретических основ радиотехники Севастопольского приборостроительного института Борис Яковлевич Романихин (новые документы) // Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций : сб. науч. тр. М. [и др.], 2018. № 1. С. 247.
7. Погорелова В. В., Гимпилевич Ю. Б., Ермолов П. П., Афонин И. Л. Профессор И. К. Бондаренко — конструктор, ученый и педагог (к 80-летию со дня рождения) // 4-я Международная молодежная научно-техническая конференция «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций РТ-2008» : материалы конференции. Севастополь, 21—25 апреля 2008 г. Севастополь : СевНТУ, 2008. С. 34—35.
8. Ермолов П. П. Профессор И. К. Бондаренко — основатель научной школы в области автоматизации радиоизмерений на СВЧ // Дослідження з історії техніки : зб. наукових праць ; за ред. М. Ю. Ільченка. К. : НТУУ «КПІ», 2010. Вип. 12. С. 134—140.
9. Лобкова Любовь Михайловна : биобиблиогр. указ. / М-во образования и науки Украины, Севастоп. нац. техн. ун-т, Науч. б-ка ; под ред. Ю. Б. Гимпилевича ; [сост.: Уткина Е. Г., Пархомчук Т. В. ; авт. вступ. ст.: Гимпилевич Ю. Б., Головин В. В.]. Севастополь : СевНТУ, 2011. 84 с.
10. Маригодов Владимир Константинович (к 80-летию со дня рождения) : биобиблиогр. указ. / М-во образования и науки Украины, Севастоп. нац. техн. ун-т, Науч. б-ка ; [сост.: Ржевцева Н. Л., Уткина Е. Г. ; авт. вступит. ст.: Бабуров Э. Ф., Ермолов П. П. ; ред. Ермолов П. П.]. Севастополь : Вебер, 2010. 99 с.
11. Афонин И. Л., Бабуров Э. Ф., Ермолов П. П. Ученый, учитель, организатор науки. Памяти профессора В. К. Маригодова (1930—2018) // 28-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2018). Севастополь, 9—15 сентября 2018 г. : материалы конференции. — Москва ; Минск ; Севастополь, 2018. Т. 8. С. 1863—1871.
12. Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» : 1991—2010 : аннотир. библиогр. указ. / Севастоп. нац. техн. ун-т, Науч. б-ка ; под ред. к. т. н. П. П. Ермолова ; [отв. сост. Н. Л. Ржевцева ; авт. предисл. М. П. Батура, М. Е. Ильченко, В. А. Шевцов]. Севастополь : Вебер, 2014. 640 с.
13. Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» : 2011—2015 : аннотир. библиогр. указ. / Севастоп. гос. ун-т, Науч. б-ка ; под ред. к. т. н. П. П. Ермолова ; [отв. сост. Н. Л. Ржевцева]. Севастополь, 2017. 356 с.
14. Гимпилевич Юрий Борисович (к 65-летию со дня рождения) : биобиблиогр. указ. / М-во образования и науки РФ, ФГБОУ ВПО «Севастоп. гос. ун-т», Науч. б-ка ; [сост. и авт. вступ. ст. Афонин И. Л.]. Севастополь : Вебер, 2015. — 82 с.
15. Афонин Игорь Леонидович (к 60-летию со дня рождения) : биобиблиогр. указ. / М-во образования и науки Российской Федерации, Севастоп. гос. ун-т [авторы вступит. ст.: Ермолов П. П. Щекатурин А. А. ; ред. Ермолов П. П.]. — Севастополь, 2018. — 130 с.
16. Ермолов Павел Петрович : (к 70-летию со дня рождения) : биобиблиогр. указ. / М-во науки и высшего образования Российской Федерации, Севастоп. гос. ун-т, Науч. б-ка ; сост.: Синковская Е. В., Макиенко И. Н. ; авт. вступит. ст.: Гимпилевич Ю. Б., Афонин И. Л. Севастополь : СевГУ, 2020. 63 с.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Этапы становления кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» СевГУ

1. На основании штатного расписания № 35/697 от 25 июля 1960 г. в Севастопольском филиале Одесского политехнического института (СФ ОПИ) создана кафедра физики, электротехники и радиотехники. Приказом № 28 от 27 августа 1960 г. по СФ ОПИ на специальность радиотехника принято 25 человек (первый набор).

2. 13 мая 1961 г. из кафедры физики, электротехники и радиотехники был выделен цикл электротехники, радиотехники и автоматики. На базе этого цикла в сентябре 1962 г. созданы две кафедры (приказ по ОПИ № 336 от 4 ноября 1962 г.): кафедра электротехники и радиотехники и кафедра автоматики и телемеханики.

3. 18 ноября 1962 г. создается научно-исследовательская лаборатория радиоэлектроники (приказ МВССО УССР № 721 от 18 ноября 1962 г.).

4. 29 января 1963 г. приказом Министерства высшего и среднего специального образования УССР № 47 (приказ по ОПИ № 20-К от 4 февраля 1963 г.) на базе отделений (электромашиностроения и строительства, механического) были созданы четыре факультета: факультет радиоэлектроники; факультет автоматики и приборостроения; судостроительный факультет и инженерно-строительный факультет. В мае 1963 г. утверждено штатное расписание и началась работа на факультете радиоэлектроники.

5. Приказом № 275 МВССО УССР от 24 мая 1963 г. кафедра электротехники и радиотехники разделяется на три кафедры: кафедру радиотехники; кафедру электроники и полупроводниковой техники; кафедру электротехники.

6. Факультет радиоэлектроники (третий в институте) организован приказом по ОПИ № 57 от 24 февраля 1964 г. Совет факультета организован приказом по ОПИ № 89 от 4 марта 1964 г. (приказ по Севастопольскому приборостроительному институту (СПИ) № 137 от 30 марта 1964 г.).

7. Приказ № 134-К МВССО УССР от 28 августа 1964 г. временно, до утверждения, функционирует факультет радиотехники.

8. Факультет радиоэлектроники разделяется на два факультета (приказ по СПИ № 87-К от 08 февраля 1967 г.): факультет АСУ и радиотехнический факультет.

9. Кафедра радиотехники разделяется на две кафедры (приказ по СПИ № 195-ОК от 28 марта 1967 г.): кафедру радиотехнических систем (РТС) и кафедру теоретических основ радиотехники (ТОР).

10. Организована кафедра радиоустройств (РУ), приказ МВССО УССР № 61 от 28 января 1970 г.).

11. Организован первый филиал кафедры радиотехнических систем при заводе им. Д. Ф. Калмыкова (приказ МВССО УССР от 28 января 1982 г. и приказ № 6 от 7 января 1982 г. по Министерству промышленности средств связи.)

12. Ликвидирована кафедра радиоустройств (приказ МВССО УССР № 141 от 10 июня 1985 г., приказ по СПИ № 333 от 19 июля 1985 г.).

13. В связи с реорганизацией на базе кафедры радиотехнических систем и кафедры теоретических основ радиотехники создан департамент радиотехники (приказ № 88-П от 08 апреля 1992 г.).

14. На основании постановления Кабинета Министров Украины № 592 от 29 августа 1994 г. Севастопольский приборостроительный институт реорганизован в Севастопольский государственный технический университет (СевГТУ).

15. Департамент радиотехники СевГТУ переименован в кафедру радиотехники в связи с реорганизацией структурных подразделений (приказ № 152-П от 22 июля 1999 г.).

16. 8 ноября 2001 г. Указом Президента Украины Севастопольский государственный технический университет переименован в Севастопольский национальный технический университет (СевНТУ).

17. В декабре 2008 г. кафедра радиотехники переименована в кафедру радиотехники и телекоммуникаций (решение Ученого совета СевНТУ от 27 ноября 2008 г., протокол № 4; приказ ректора СевНТУ № 487-П от 08 декабря 2008 г.).

18. В соответствии с приказом Севастопольского государственного университета от 24.12.2014 № 07-п «Об организационной структуре» в составе Института информационных технологий и управления в технических системах была создана кафедра «Радиоэлектроника и телекоммуникации».

19. На основании приказа от 31.07.2015 № 439-п «О создании Института радиоэлектроники и информационной безопасности» кафедра «Радиоэлектроника и телекоммуникации» вошла в состав нового института.

Формирование в России научных направлений и школ, инициированных изобретением беспроводной телеграфии А. С.°Поповым (к 125-летию изобретения радио)

Золотинкина Л. И.

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»

Мемориальный музей А. С. Попова

ул. Профессора Попова, 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

Аннотация: В работе рассматриваются основные вехи в формировании в России новых научных направлений, инициированных изобретением А.С. Попова, открытиями и изобретениями, сделанными в ходе развития радиотехники. Отмечается вклад самого А.С. Попова, ординарного профессора физики Электротехнического института императора Александра III, и основателя отечественной научно-инженерной школы радиотехники профессора И. Г. Фреймана, продолжателя дела А.С. Попова в научно-педагогической деятельности и в работах по вооружению флота радиотехническими средствами, а также их коллег, учеников и последователей, создателей новых научных направлений в радиотехнике и практических приложений (В.П. Вологдин, А.А. Петровский, А.А. Чернышев, А.Ф. Шорин, Г.А. Кьяндский, С.Я. Соколов, А.Н. Щукин, В.И.°Сифоров, А.А. Шапошников, Б.П. Козырев и др.). Стремительное развитие радиотехники, её физико-математического аппарата, экспериментальных и практических приложений стимулировало развитие элементной базы необходимой для практической реализации её составных частей: электровакуумной техники, твердотельной электроники.

1. Введение

Анализируя историю развития науки и техники до её современного состояния, условия жизни человеческого общества с использованием интернета, радио и телевидения, можно с уверенностью констатировать, что 7 мая 1895 года А.С.°Поповым был сделан первый практический шаг в эпоху информационных технологий. Система А.С.°Попова содержала все существенные элементы, которые присущи современному понятию «радиопередатчик сигналов» в самом широком смысле этого слова, используемая либо в полном её виде — «источник информации — канал — приемник информации», либо в форме её отдельных частей (радиовещание, радиолокация, радиоастрономия и т.д.).

2. От беспроводной телеграфии до радиоэлектроники

Изобретение радио, равно как и его развитие, стало возможным благодаря тому перевороту в представлениях об электрических явлениях, который связан с именами Фарадея, Максвелла и Герца. И особенно актуальными задачи разработки устройств для построения аппаратуры электросвязи стали после публикации работ Г.°Герца (1887-1888 гг.). Соображения по практическому использованию электромагнитных волн высказывали ученые различных стран: О.Д.°Хвольсон (Россия, 1890), А.С.°Попов (Россия, 1891), В.°Крукс (Англия, 1892), Н.°Тесла (США, 1892) и др.

Задачу построения первого в мире приемника сообщений, передаваемых с помощью электромагнитных волн, решил преподаватель физики Минного офицерского класса Александр Степанович Попов (1859-1906 гг.). В процессе исследования возможных вариантов построения такого приемника А.С.°Попов в течение 1894-1895 гг. провел испытания различных материалов, связанные с исследованием воздействия электромагнитных волн на проводящие свойства веществ с зернистой структурой, вызывающего резкое изменение их электрического сопротивления [1,2].

7 мая 1895 года Попов продемонстрировал перед членами Русского физико-химического общества (РФХО) работу первой в мире системы беспроводного телеграфирования, а в начале августа того же года на основе когерентного приемника был создан первый радиометеорологический прибор — «грозоотметчик», положивший начало новым научным направлениям — радиометеорологии и исследованию распространения радиоволн.

Публикация статьи А.С.Попова в первом номере «Журнала Русского физико-химического общества» в начале 1896 года с подробным описанием хода создания системы в целом и схемы приемника, стала подарком учёного всему миру. Публикация рефератов статьи в иностранных журналах способствовала возрастанию интереса к этому направлению научных исследований.

Определяя тематику научных работ в физической лаборатории ЭТИ, профессор А.С. °Попов отмечал: «Эта новая область электрических явлений, давшая столь поразительные практические

результаты в телеграфировании без проводов на тысячи километров, дает в тоже время столь много новых фактов, так быстро расширяет горизонт, что трудно даже предвидеть пределы ее влияния на учение об электричестве. Посему изучение этого нового вида электрической энергии должно занять одно из главных мест в курсе физики... Наконец целый ряд открытых, но не объясненных еще явлений в этой области учения об электричестве дает обильный материал для более сложных работ на многие годы» [2].

В 1917 году выпускник и преподаватель ЭТИ Имант Георгиевич Фрейман (1890 – 1929) определил радиотехнику, как «совокупность технических приемов, которые позволяют передавать электрическую энергию без помощи соединительного провода между источником и потребителем и использовать такую беспроводно передаваемую электрическую энергию» [3,4].

Продолжая дело А.С. Попова в научно-педагогической деятельности и в работах по вооружению флота радиотехническими средствами, профессор И.Г.°Фрейман стал создателем отечественной научно-инженерной школы радиотехники. Ученики и последователи А.С.°Попова и И.Г.°Фреймана стали создателями новых научных направлений в радиотехнике и практических её приложениях (В.П.°Вологдин, А.А.°Петровский, А.А.°Чернышев, А.Ф.°Шорин, Г.А.°Кьяндский, С.Я.°Соколов, А.Н.°Щукин, В.И.°Сифоров, А.А.°Шапошников, Б.П.°Козырев и др.). [4,5,6].

3. Заключение

Путь от беспроводной телеграфии и её дальнейшего развития – радиотехники, был практически преодолен за 15 – 20 лет, стимулируя появление новых научных направлений, связанных с расширением круга задач, решаемых с помощью радиотехнических средств, созданием новой элементной базы.

Развитие радиотехники, объединяющей такие научные направления, как радиосвязь, радиовещание, радиолокация, радиоэлектронная борьба, военная радиоразведка и радиоразведка полезных ископаемых, тепловидение, радиометеорология, телевидение, радиотелемеханика, информационные технологии, стимулировало развитие элементной базы необходимой для их практической реализации: электровакуумной техники, оптоэлектроники, твердотельной электроники.

Все перечисленные выше и появившиеся новые направления, связанные с практическим использованием электромагнитных волн (в отдельных случаях в сочетании с электроакустикой и электрооптикой), привели к формированию и стремительному развитию радиоэлектроники и информационных технологий.

Список литературы

1. Золотинкина Л.И., Партала М.А. Научно-исследовательская деятельность профессора физики Электротехнического института императора Александра III А. С. Попова в 1901—1906 гг. (к 160-летию А. С. Попова) // 28-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» Севастополь, 9—15 сентября 2018. Т. 8. С. 1815—1826.
2. А. С. Попов «Общее направление курса физики и ближайшие задачи научных работ в физической лаборатории Электротехнического института» // А.С. Попов. Сборник документов. К 50-летию радио. Сост. Г.И. Головин и Р.И. Карлина / под ред. М.А. Шателена, И.Г. Кляцкина и В.В. Данилевского. – Лениздат, 1945. – 256 с. С.202—203
3. Иммант Георгиевич Фрейман. Избранные труды / И.Г. Фрейман; Л.И. Золотинкина – сост., вступит. статьи; под ред. В.Н. Ушакова. СПб.: Пропаганда, 2015. 340 с., илл.
4. Золотинкина Л.И. Формирование научных школ ЭТИ–ЛЭТИ и направления их развития в период с 1891 по 1941 годы // Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2017. № 4. С.83-90, №5. С.78 - 90, №6. С.73-83.
5. Партала М.А. Имя А.С. Попова в истории отечественной радиоразведки // Защита информации. Инсайд. 2010. № 4. С. 76-79.
6. Выдающиеся выпускники и деятели Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» имени В.И. Ульянова (Ленина). 1886 – 2006: биографический справочник/ под ред. Д.В. Пузанкова. – СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина), 2006.-350с.

Цифровая сотовая сеть пятого поколения крупного города с распределением радиосигналов в миллиметровом диапазоне волн¹

Белкин М. Е.

МИРЭА – Российский технологический университет,
Научно-технологический центр «Интегральная радиофотоника»
г. Москва, проспект Вернадского, 78, 119454, Российская Федерация
belkin@mirea.ru

Аннотация: В работе выполнен анализ мировых тенденций развития сотовой телекоммуникационной сети следующего поколения. Предложены конкретные пути их реализации в масштабах крупного города. В качестве примера проведено эскизное проектирование сети пятого поколения в Москве с распределением радиосигналов в пикосотах в полосе 37-43,5 ГГц. Сопоставление с ключевым параметром «пиковая скорость передачи данных в соте», достигнутым в сотовых сетях 4G LTE и ожидаемым в сетях 5G NR, показало более, чем 20-кратное увеличение по сравнению с первой сетью и двукратное увеличение по сравнению со второй, что свидетельствует об эффективности предложенных подходов.

1. Введение

Постоянно растущие потребности мировой науки, техники, бизнеса и общества в сверхширокополосных телекоммуникационных услугах, требующих сверхвысокой пропускной способности каналов связи, привели к необходимости коренного изменения принципов построения и ключевых параметров развивающейся системы сотовой связи пятого поколения (5G NR) по сравнению с существующей системой 4-го поколения (4G LTE). В частности, [1-4]: 1) удельная плотность соединений должна возрасти от менее 200 тыс./км² до 1 млн./км², т.е. более, чем в 5 раз; 2) предельно допустимая скорость мобильного пользователя – от 80 до 500 км/час, т.е. более, чем в 6 раз; 3) пиковая скорость передачи данных в соте – от менее 1 до 20 Гбит/с, т.е. более, чем в 20 раз; 4) скорость передачи данных пользователю сети – от менее 0,1 до 1 Гбит/с, т.е. более, чем в 10 раз; 5) общая плотность объема трафика – от менее 1 до десятков Тбит/с/км², т.е. в несколько десятков раз. При этом, такой важный параметр, как 6) общее время задержки в сети, должно сократиться от более 50 до 1 мс, т.е. более, чем в 50 раз. В ходе решения данных стратегических задач основное внимание уделяется следующим взаимосвязанным архитектурным и технологическим подходам к построению сетей доступа, реализация которых даст возможность их поэтапной реализации [5-8]: а) внедрение концепции малых сот; б) применение волоконно-беспроводной архитектуры по технологии RoF (Radio-over-Fiber); в) введение для радиосвязи с мобильными пользователями дополнительного частотного плана в миллиметровом диапазоне волн (ММВ); г) широкое применение новой радиофотонной технологии при разработке сетевого и пользовательского оборудования. В частности, развитие подхода (а) определила последовательное разбиение сети доступа на макросоты, микросоты, пикосоты и фемтосоты с размерами зон обслуживания от единиц км до десятков м, что обеспечивает возможность реализации подхода (в). Применение подхода (б) благодаря известным преимуществам волоконно-оптической и эфирной сред передачи может обеспечить с системной точки зрения:

- повышение помехозащищенности, поскольку информационные потоки преимущественно передаются по свободным от внешних помех проводным (волоконно-оптическим) линиям;
- малое ослабление передаваемых сигналов в линейном тракте вследствие того, что потери в волоконно-оптическом кабеле на порядки меньше, чем в свободном пространстве;
- относительную простоту реализации и развертывания на объекте за счет применения концепции удаленной базовой станции (БС), которая может обслуживать значительное число пользовательских радиотерминалов;
- более низкую стоимость строительства и эксплуатации за счет использования в сетях доступа принципа передачи цифровых потоков на поднесущих радиочастотного диапазона, частота которых соответствует выделенной частоте радиотракта, что упрощает структуру, снижая мощность потребления и стоимость оборудования БС;
- большой потенциал на будущее за счет того, что сверхширокополосность волоконно-оптических линий связи гарантирует практически без дополнительных капиталовложений повышение пропускной способности сети.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 17-57-10002.

Однако на пути его внедрения необходимо преодолеть известные недостатки радиосвязи в диапазоне ММВ [9], в частности, высокие потери, взаимную интерференцию и наличие «мертвых» зон при атмосферном распространении, особенно в условиях плотной многоэтажной застройки крупного города. Кроме того, для гарантированного качества радиосвязи с фиксированными и мобильными пользователями пикосоты необходимо сопряжение с существующими сетями 4-го поколения. Следуя этому, для сетей 5G NR в настоящее время Всемирными конференциями по радиосвязи (WRC) утвержден двухдиапазонный частотный план работы беспроводных сетей: в диапазоне 1-6 ГГц, являющийся развитием частотного плана сетей предыдущих поколений [10], и в диапазоне 24-71 ГГц, специально созданный для сетей 5-го поколения [11].

Ниже в качестве примера эффективной реализации вышеизложенных принципов построения приводятся результаты эскизного проектирования Московской сотовой сети поколения 5G NR.

2. Обобщение результатов эскизного проектирования Московской сотовой сети 5G NR

Итоги эскизного проектирования сотовой сети 5G NR крупного города с распределением радиосигналов в миллиметровом диапазоне волн на примере Московской сотовой сети, содержащей охватывающую все 12 административных округов (АО) транспортную подсеть и подсети доступа на примерах построения макросоты с 13 микросотами в Западном АО и микросоты с 47 пикосотами в муниципальном районе (МР) «Раменки», представлены в таблице.

Параметры \ Объект		Транспортная сеть	Сеть доступа	
			Макросота	Микросота
Территория	Наименование	г. Москва	Западный АО	МР «Раменки»
	Площадь, кв. км	2560	153	18,5
	Население, тыс. чел.	12500	1393	141,6
Сеть	Тип	Волоконная, 7-сердцевинное	Волоконная, 7-сердцевинное	Волоконно-беспроводная
	Конфигурация	Кольцевая с отводами	Кольцевая с отводами	Радиально-узловая
	Число узловых станций	12	13	47
	Протяженность, км	280	102	22
	Пропускная способность, Тбит/с	142,8	17	2/0,042
Сигнал	Спектральный диапазон	C + L	C + L	C/MMB
	Скорость, Гбит/с	800	50	2,5/1,25
	Число несущих	до 7	до 62	до 12/до 52 с QAM

3. Заключение

В работе развиты оптимальные принципы, схемы построения и методы моделирования и автоматизированного проектирования сотовой телекоммуникационной сети пятого поколения в крупном городе. Для подтверждения их реализуемости и эффективности практического применения выполнено эскизное проектирование Московской городской сети 5G NR на базе волоконно-оптической транспортной сети и сети доступа волоконно-беспроводной архитектуры с радиосвязью с мобильными и стационарными пользовательскими устройствами в миллиметровом диапазоне волн.

В частности, пример эскизного проектирования транспортной сети г. Москва, содержащей 12 транспортных сетевых узлов по числу АО, показал, что она может быть построена на базе современных промышленно развитых технологий волоконно-оптической связи с использованием для сверхскоростной передачи цифровых данных в каждом из двух направлений временного (до 800 Гбит/с), спектрального (до 4 оптических несущих с шагом 20 нм) и пространственного (7-сердцевинное оптическое волокно) мультиплексирования. При этом, общая длина Московской транспортной сети составила около 300 км, а максимальная пропускная способность линейного тракта - 142,8 Тбит/с. Пример эскизного проектирования сети макросоты на территории одного из наибольших по площади Западного АО, включающего 13 муниципальных районов с общей численностью населения около 1,4 млн. человек, показал, что она может быть построена по аналогичным принципам, что и транспортная сеть. В результате получены следующие параметры сети: общая длина около 100 км, скорость передачи цифровых данных до 50 Гбит/с, число оптических несущих 62 с шагом 100 ГГц, количество сердцевин в оптическом волокне до 7, максимальная пропускная способность линейного тракта 17 Тбит/с. Пример эскизного проектирования сети микросоты на территории одного из наибольших в ЗАО по площади и численности населения муниципальном районе «Раменки» показал, что она может

быть оптимально построена на базе волоконно-беспроводной архитектуры с распределением радиосигналов в пикосотах в миллиметровом диапазоне волн. При этом цифровой поток уже на уровне микросоты должен разбиваться на пакеты с существенно меньшими скоростями и прежде, чем переноситься в оптический диапазон, модулировать радиочастотные несущие с использованием помехозащищенных форматов цифровой модуляции, например, многопозиционной квадратурной амплитудной модуляции (QAM). Предложенная волоконно-оптическая распределительная сеть микросоты содержит 47 пикосот радиусом 250 м, в каждой из которых обеспечивается пиковая скорость до 41,7 Гбит/с. Сопоставление с ключевым параметром «пиковая скорость передачи данных в соте», достигнутым в сотовых сетях 4G LTE и ожидаемым в сетях 5G NR, показало более, чем 20-кратное увеличение по сравнению с первой сетью и двукратное увеличение по сравнению со второй, что свидетельствует об эффективности предложенных подходов к проектированию. В каждой пикосоте связь с фиксированными пользовательскими радиоустройствами в выделенном на WRC-19 миллиметровом диапазоне волн может быть организована в самой широкой полосе 37-43,5 ГГц, в которой в зависимости от скорости передачи пакета и числа позиций QAM можно разместить до 52 радиочастотных несущих.

Список литературы

1. J. G. Andrews et al., "What Will 5G Be?" IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 32, no. 6; Jun. 2014, pp. 1065 – 1082.
2. S. Chen and J. Zhao, "The requirements, challenges and technologies for 5G of terrestrial mobile telecommunication," IEEE Commun. Mag., vol. 52, no. 5; May 2014. pp. 36–43.
3. J. Munn, "Our 5G Future: In the Fast Lane with Numerical Simulation," Microwaves & RF; Dec. 2016, pp. 48-50.
4. L. Frenzel, "Making 5G Happen," Microwaves & RF; Dec. 2017, pp. 1-5.
5. M. E. Belkin, T. Bakhvalova, and A.C. Sigov, Design Principles of 5G NR RoF-Based Fiber-Wireless Access Network, Chapter to IntechOpen Book "Recent Trends in Communication Networks", 2019 <https://www.intechopen.com/online-first/design-principles-of-5g-nr-rof-based-fiber-wireless-access-network>
6. Radio over Fiber Technologies for Mobile Communications Networks. / Editors H. Al-Raweshidy, S. Komaki. – Artech House, 2002. – 436 pp.
7. Sauer M., Kobayakov A., George J. Radio over Fiber for Picocellular Network Architectures, IEEE Journal of Lightwave Technology, 2007, vol. 25, no. 11, pp. 3301-3320.
8. М. Е. Белкин. Принципы построения и функционирования локальных телекоммуникационных систем волоконно-эфирной структуры. ИНТЕРМАТИК-2009 «Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения» / Материалы международной НТК, ноябрь 2009. – М.: МИРЭА, 2009, т. 4, с. 7-12.
9. T. S. Rappaport, et al. "Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work!" IEEE Access, vol. 1, 2013, p. 335-349.
10. ITU. Final Acts of WRC-2015 World Radiocommunication Conference. Resolution 238, Geneva 2016. pp. 296-298.
11. World Radiocommunication Conference 2019. Provisional Final Acts, Egypt, 568 pp., 22 Nov. 2019.

Перспективные сверхбыстродействующие приборы гетероструктурной нанoeлектроники на основе InSb и GaAs

Богданов С.А.

АО «Научно-производственное предприятие «Исток» имени А.И. Шокина»
г. Фрязино, 141190, ул. Вокзальная, д.2а, Российская Федерация
e-mail: bogdanov_sa@mail.ru

Аннотация: Рассмотрены современные и перспективные сверхбыстродействующие приборы гетероструктурной нанoeлектроники на основе InSb и GaAs. Приведены характеристики и особенности GaAs гетероструктурных полевых транзисторов с донорно-акцепторным легированием, а также транзисторов с повышенной линейностью передаточной характеристики. Рассмотрен ряд элементов сверхбыстродействующей нанoeлектроники с низким энергопотреблением на основе антимонида индия.

1. Введение

Одним из самых быстроразвивающихся и перспективных сегментов телекоммуникационного рынка являются беспроводные широкополосные системы связи. В сетях пятого поколения (5G) планируется работа колоссального количества устройств, что невозможно без увеличения скорости передачи данных к множеству абонентов. В рамках решения данной проблемы ведутся научные исследования по увеличению эффективности использования частотного спектра и его расширения в терагерцовую область. Так, существенно повысить спектральную эффективность позволяют новые виды модуляции, применение адаптивных антенных систем (AAS), систем с несколькими антеннами (MIMO), развитие методов множественного доступа [1,2]. Развивается аппаратура и методы цифровой обработки сигналов, элементная база вычислительной техники с тактовыми частотами терагерцового диапазона. Рост эффективности использования частотных ресурсов неразрывно связан с освоением миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов длин волн полевыми транзисторами с высокой подвижностью электронов (HEMT) [3], а также улучшением технических характеристик связанной аппаратуры – уменьшением коэффициента шума, снижением нелинейных искажений, расширением динамического диапазона. Пристальное внимание этому уделяют в США. Управление перспективных исследовательских проектов минобороны США (DARPA) активно развивает электронную компонентную базу терагерцового диапазона (Terahertz Electronics Program), оказывает господдержку по программам расширения динамического диапазона и линеаризации устройств на основе GaAs и Si-технологий: (Dynamic Range-enhanced Electronics and Materials (DREaM)); Efficient Linearized All-Silicon Transmitter ICs (ELASTx).

Улучшение характеристик твердотельных приборов и устройств терагерцовой электроники с неизбежностью связано с развитием нанотехнологий. Их применение уже сейчас позволяет существенно образом улучшить характеристики традиционных СВЧ транзисторов и позволит в будущем создавать новые приборы, основанные на квантовых эффектах [4-7]. Перспективы для использования широкого спектра квантовых явлений открывают методы управляемого формирования нанопроводов из полуметаллов с требуемыми физико-химическими свойствами [8,9]. Разрабатываемые на основе нанопроводов полевые транзисторы (NWFET) вероятно составят основу элементной базы сверхбыстродействующей цифровой нанoeлектроники с низким энергопотреблением [10]. При этом наиболее подходящим материалом для создания квантовых проводов по совокупности электрофизических свойств является антимонид индия.

Таким образом, представляется целесообразным рассмотреть ряд перспективных сверхбыстродействующих приборов гетероструктурной нанoeлектроники на основе InSb и GaAs.

2. Основная часть

Публикации по линейным транзисторам и усилителям на их основе имели место в зарубежной печати [11-20]. В последние годы количество публикаций в этом направлении существенно сократилось, но судя по техническим характеристикам промышленных СВЧ усилителей мощности (УМ) ведущих зарубежных производителей, работы перешли в практическую плоскость и дали результат. Так, превышение уровня IP3 над P_{1dB} у лучших образцов зарубежных усилителей достигает уже 27 дБ, вместо типичных 10-15 дБ. Несмотря на технологическое отставание в производстве GaN приборов ОПК России во многом сохраняет конкурентоспособность по GaAs технологии.

АО «НПП «Исток» им. Шокина» обладает существенным научно-техническим заделом в этой области [21-28]. Разработан и изготовлен гомоструктурный (FET) GaAs транзистор с линейной передаточной характеристикой. В ряде работ показано, что несмотря на меньший коэффициент усиления, линейные GaAs FET позволили снизить уровень фазовых шумов усилителей и автогенераторов примерно на 10-15 дБ при собственных низкочастотных шумах, существенно превосходящих шумы обычного транзистора. Анализ результатов теоретических исследований указывает на возможность дополнительного снижения фазовых шумов автогенераторов на основе линейных GaAs FET на величину порядка 10 дБ при величине отстройки 10 кГц за счет уменьшения количества скрытых дефектов в структуре ПТ, что позволит таким автогенераторам выйти на уровень приборов на биполярных транзисторах [25]. Применение линейных GaAs FET в УМ СВЧ позволяет увеличить мощность в точке 1 дБ компрессии более чем в полтора раза, а также снизить уровень интермодуляционных искажений 3-го порядка на величину около 20 дБ, что в ряде приложений эквивалентно возможности повышения мощности СВЧ-передатчика в 10 раз [24].

В России в 2012 г. был создан новый тип транзисторных гетероструктур: гетероструктуры с донорно – акцепторным легированием [26-28]. Донорно-акцепторное легирование позволило сформировать у границ квантовой ямы дополнительные потенциальные барьеры, оптимизированные для уменьшения поперечного пространственного переноса электронов и увеличения эффекта размерного квантования. Первые результаты разработки мощных полевых транзисторов на GaAs гетероструктурах с донорно-акцепторным легированием продемонстрировали двукратное увеличение удельной мощности транзисторов, а также рост малосигнального коэффициента усиления на 3 – 4 дБ [28]. Следует также отметить, что уже сейчас в Институте физики полупроводников им. А.В. Ржанова Сибирского отделения Российской академии наук (г. Новосибирск) по заказу АО «НПП «Исток» им. Шокина» разработана уникальная гетероструктура с донорно – акцепторным легированием, имеющая поверхностную плотность электронов $4,7 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$ при подвижности электронов $5700 \text{ см}^2/\text{В} \cdot \text{с}$, что существенно выше, чем у обычных гетероструктур ($3 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$ при подвижности электронов $6000 \text{ см}^2/\text{В} \cdot \text{с}$). Разработанные на этих гетероструктурах первые полевые транзисторы миллиметрового диапазона длин волн при длине T – образного затвора 0.14 мкм на частоте 40 ГГц имеют коэффициент усиления более 15 дБ, пробивное напряжение затвор – сток 17 – 26 В и удельную плотность тока при открытом затворе 0,6 – 0,7 А/мм.

Одним из наиболее перспективных материалов для формирования элементов сверхбыстродействующей наноэлектроники с низким энергопотреблением является InSb [29-31]. После того, как в 2005 г. Intel объявил о создании квантового транзистора на основе InSb [32], экспериментальные работы по применению этого материала в приборах и функциональных устройствах резко активизировались. Сейчас в США и Китае ведутся интенсивные исследования InSb в качестве одного из кандидатов на замену Si в электронике. Учитывая, что длина размерного квантования в антимониде индия при комнатной температуре $\sim 60 \text{ нм}$, уменьшение размеров наноструктур до десятков и единиц нанометров позволяет существенно изменять ширину их эффективной запрещенной зоны [33]. Это дает возможность создавать квантовые приборы, в основе функционирования которых лежат неравновесные эффекты, возникающие на границах между квантовыми проводами с различным поперечным сечением. В ряде работ [30,34,35] показано, что, используя указанные эффекты, можно спроектировать приборы, которые будут иметь электрические характеристики, аналогичные характеристикам обычных диодов и транзисторов. То есть имеется шанс создать элементную базу наноэлектроники, которая позволит при меньших размерах элементов и более высоких рабочих частотах воспроизвести все необходимые характеристики современных электронных устройств [36]. Плотность интеграции в электронных схемах на основе таких квантовых приборов будет достигать 10^{10} элементов на квадратный сантиметр, а предельные частоты будут превышать 100 ГГц.

СВЧ элементы из InSb обладают уникальными частотными свойствами (300 ГГц и выше) и способны работать при напряжениях менее 0,5 В [37]. Применение антимонида индия в качестве проводящего канала полевого транзистора на нанопроводе позволяет решить характерную для этого типа приборов проблему низкой крутизны BAX [38,39]. Транзистор, созданный в 2011 г. в Purdue University (West Lafayette, Indiana, USA) при поддержке DARPA [40] имел вполне приемлемую крутизну характеристики ($g \sim 10^{-5} \text{ А/В}$) и высокую плотность тока ($J \sim 10^4 \text{ А/см}^2$). Аналогичные показатели продемонстрировал и р-канальный полевой транзистор с каналом из нанопровода InSb, легированного углеродом [41].

В США при поддержке DARPA и Intel [42] ведутся работы по созданию сверхбыстродействующей элементной базы с низким энергопотреблением для применения в цифровых схемах на основе InSb, InAs. Целевые приборы – транзисторы на нанопроводах. Созданы экспериментальные об-

разцы ряда элементов сверхбыстродействующей наноэлектроники с низким энергопотреблением [43-45] на основе антимонида индия (InSb): транзистор с квантовой ямой и полевой транзистор на нанопроводе. Уже эти первые образцы способны функционировать на частотах 300 ГГц и более. Теоретические оценки [46, 47] показывают, что предельные частоты для квантовых приборов на основе нанопроводов могут достигать десятков терагерц.

Современные отечественные технологии позволяют формировать в регулярных порах матриц анодного оксида алюминия нанопровода из InSb с диаметром от 30 нм [9]. Таким образом, имеется возможность использовать на практике размерное квантование энергии электронов в этих объектах. Указанными свойствами можно воспользоваться для создания функциональных электронных устройств на основе нанопроводов из антимонида индия, таких как активные элементы генераторов терагерцового излучения, фоточувствительные приборы, локальные системы охлаждения, антенные решетки терагерцового диапазона частот.

В статье [6] показано, что нанопровод может быть активным элементом генератора СВЧ колебаний в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах длин волн. Принципиально важным для функционирования нанопровода в качестве активного элемента генератора является наличие гетеропереходов между его проводящим каналом и контактными областями. Для обеспечения генерации необходимо минимизировать активное сопротивление канала, сделав его достаточно коротким и изготовив из материала с максимальной подвижностью электронов – антимонида индия. Технология создания таких структур описана в работе [48]. В работе [49] предложен генератор электромагнитных волн в диапазоне частот 0,3 ТГц – 1 ТГц с активным элементом в виде матрицы нанопроводов из антимонида индия. Определены электрические и геометрические параметры активного элемента – оптимальный диаметр и длина нанопроводов, размеры и проводимость контактных площадок для согласования параметров резонатора и активного элемента и генерации СВЧ мощности. Расчетная мощность генератора в непрерывном режиме работы составила 12,8 мВт. Представленные расчеты позволяют надеяться, что на основе матриц нанопроводов из антимонида индия удастся создать твердотельный генератор электромагнитных колебаний терагерцового диапазона частот.

3. Заключение

Использование новых решений в разработке современных транзисторных гетероструктур, применение новых материалов, позволяют создавать перспективные сверхбыстродействующие приборы наноэлектроники с улучшенными значениями отдельных параметров, а также рядом новых особенностей функционирования, обусловленных квантовыми эффектами. Это несомненно положительно влияет на высокочастотные и эксплуатационные характеристики современной радиоэлектронной аппаратуры различного функционального назначения, способствуя в том числе более эффективному использованию частотного спектра.

Несмотря на полученные многочисленные положительные экспериментальные результаты [42], прогнозы о скором широком промышленном применении квантовых приборов на основе нанопроводов из InSb пока не оправдываются. Это связано с отсутствием промышленной технологии создания нанопроводов с заданными геометрическими и электрофизическими характеристиками. Измеренная подвижность в InSb нанопроводах оказалась не столь большой, как ожидалось [50]. В разных экспериментах она изменяется в широких пределах от 120 см²/В·с до 25 000 см²/В·с и существенно зависит от технологии изготовления нанопровода и свойств подложки, на которую он помещен [51].

Крайне важно опираться на отечественные прорывные технологии, развивать их, и это вопрос не только информационной, но и национальной безопасности страны.

Список литературы

1. Тихвинский В.О., Бочечка Г.С. Перспективы сетей 5G и требования к качеству их обслуживания// Электросвязь, № 11, 2014, 40-43.
2. Ерохин С.Д., Зайцева Ю.М. Анализ спектральной эффективности современных широкополосных систем связи// Материалы VII Международной научно-технической конференции INTERMATIC – 2010, с.166-169
3. Samoska L.A. An overview of solid-state integrated circuit amplifiers in the submillimeter-wave and THz regime // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2011. – Vol. 1, No 1. – p 9–24
4. Карушкин Н.Ф., Обухов И.А., Смирнова Е.А. Полупроводниковые компоненты и устройства электронной техники в коротковолновой части СВЧ диапазона. Часть 1 // Нано- и микросистемная техника. 2019, № 3, с. 165-172
5. Асеев А.Л. Нанотехнологии в полупроводниковой электронике // Вестник Российской академии наук. 2006. №7, с.603-611.
6. Обухов И.А., Смирнова Е.А. Нанопровод как активный элемент генератора СВЧ излучения// Нано- и микросистемная техника. 2016, № 8, с. 509 – 517

7. Обухов И.А., Горюх Г.Г., Лозовенко А.А., Смирнова Е.А. Матрицы нанопроводов из антимонида индия и их применение для генерации СВЧ излучения // Наноиндустрия, 2017, № 7. С. 96-108
8. Горюх Г.Г., Лозовенко А.А., Обухов И.А., Смирнова Е.А. Формирование массивов нанопроводов Bi и Sb в порах анодного оксида алюминия для перспективных тепломеров // 26-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» КрыМиКо'2016., с.1471-14777
9. Божьев И.В., Горюх Г.Г., Лозовенко А.А., Напольский К.С., Обухов И.А., Позняк А.А., Смирнова Е.А. Технология формирования нанопроводов антимонида индия в пористых матрицах анодного оксида алюминия // 28-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2018. с. 996 – 1002
10. Обухов И.А. Квантовые приборы: история, перспективы, проблемы // 26-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2016. с.96-102
11. S. L. G. Chu, W. Huang, W. Struble, G. Jackson, N. Pan, M. J. Schindler, Y. Tajima, "A Highly Linear MESFET", IEEE MTTs Digest, 1991, pp. 725-728.
12. S. L. G. Chu, J. C. Huang, A. Bertrand, M. J. Schindler, W. Struble, R. Binder, W. Hoke, "High linearity monolithic broadband pseudomorphic spike-doped MESFET amplifiers", GaAs IC Symp. Tech. Dig. pp. 211-214, 1992.
13. P. K. Ikalainen, et al., "High Dynamic Range Microwave FET," Electronics Letters, vol. 27, No. 11, May 23, 1991, pp. 945-946.
14. P. K. Ikalainen, L. C. Witkowski, Y.-C. Kao, "Low-noise low DC power linear FET", European Microwave Conference Proceedings, pp. 570-575, 1992.
15. P.K. Ikalainen ; L.C. Witkowski ; K.R. Varian, "Low-noise, low DC power linear amplifiers", IEEE MTTs Digest 1993, vol.1, pp. 357 - 360
16. Y. Taniguchi, Y. Hasegawa, Y. Aoki, J. Fukaya, "A C-band 25 Watt Linear Power FET", IEEE MTT-S Digest, pp. 981, 1990.
17. K. Otake, K. Nakata, S. Nakajima, "Super low-distortion and high power hetero GaAs MESFETs with asymmetrical LDD structure", GaAs IC Symposium 2000. 22nd Annual, pp. 67-70, 2000
18. S. Shanfield, M. Schindler, L. Aucoin, A. Platzker, W. Hoke, P. Lyman, S.L.G. Chu, R. Binder, "A high linearity high efficiency pseudomorphic HEMT", Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium 1992. Technical Digest 1992. 14th Annual IEEE, pp. 207-210, 1992.
19. Kazutaka Takagi, Hideki Kimura, Tomohito Ohmori, Takuji Yamamura, "High PAE and low intermodulation distortion performance of newly developed GaAs FETs using ion implantation process", Microwave Conference 2009. APMC 2009. Asia Pacific, pp. 1679-1682, 2009.
20. Lin, Y.-C., Chang, E. Y., Yamaguchi, H., Wu, W.-C., & Chang, C.-Y. (2007). A δ -Doped InGaP/InGaAs pHEMT With Different Doping Profiles for Device-Linearity Improvement. IEEE Transactions on Electron Devices, 2007, pp. 1617–1625.
21. Богданов Ю.М., Пашковский А.Б., Тагер А.С. Полевой транзистор с низкой модуляционной чувствительностью для маломощных СВЧ-устройств // Радиотехника и электроника. 1993, № 2, с.346-355.
22. Богданов Ю.М., Пашковский А.Б., Тагер А.С. Зависимость низкочастотных флуктуаций входной емкости полевого транзистора от профиля легирования канала // Микроэлектроника, 1993, № 2, с.15-19.
23. Богданов Ю.М., Балыко А.К., Пашковский А.Б. и др. Полевой транзистор с низкой чувствительностью для маломощных СВЧ - генераторов // Электронная техника. Сер.1, СВЧ - техника. 1993, № 3, с.14-19.
24. Богданов С.А., Богданов Ю.М., Лапин В. Г., Лукашин В.М., Маковецкая А.А., Новиков С.И., Пашковский А.Б., Смирнов В.В., Журавлев К.С. Полевые транзисторы с повышенным уровнем линейности // 28-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2018). Севастополь, 2018 г. с. 24-29.
25. Богданов С.А., Богданов Ю.М., Викторова Н.О., Лапин В. Г., Лукашин В.М., Новиков С.И., Пашковский А.Б., Смирнов В.В., Журавлев К.С. Новый метод снижения фазовых шумов генераторов на полевых транзисторах // 28-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2018., 2018 г. с. 34-39.
26. Лукашин В.М., Пашковский А.Б., Журавлев К.С., Торопов А.И., Лапин В.Г., Соколов А.Б. Уменьшение роли поперечного пространственного переноса электронов и рост выходной мощности гетероструктурных полевых транзисторов // Письма в Журнал технической физики, 2012, т.38., №. 17, стр. 84-89.
27. Лукашин В.М., Пашковский А.Б., Журавлев К.С., Торопов А.И., Лапин В.Г., Голант Е.И., Капралова А.А. Перспективы развития мощных полевых транзисторов на гетероструктурах с донорно-акцепторным легированием // Физика и Техника Полупроводников, 2014, том 48, №.5, с. 684-692.
28. Борисов А.А., Пашковский А.Б., Лукашин В.М., Лапин В.Г., Щербаков С.В., Маковецкая А.А., Журавлев К.С., Торопов А.И. Анализ малосигнальных СВЧ характеристик DA-HEMT // Электронная техника, Сер.1, СВЧ-техника, 2016., №1, с. 65 – 69.
29. Обухов И.А., Горюх Г.Г. Электронные приборы на основе антимонида индия // 22-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2012., 2012. С. 653-654.
30. Obukhov I.A., Some aspects of nanoelectronics development in Russia, WTEC Workshop Proceedings: Russian Research and Development Activities on Nanoparticles and Nanostructured Materials, S. Petersburg, 1997, pp. 116-125.
31. Обухов И.А. Материалы наноэлектроники // 7-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'1997., с. 383-385.
32. http://www.ci.ru/inform01_06/p_22.htm ; <http://citforum.ru/hardware/microcon/thermal/>.
33. Martel R., Shemid T., Shea H.R., Avouris P., Single- and multi- wall carbon nanotube field effect transistors, Appl. Phys. Lett., 1998, v. 73, No17, p.2447.
34. Обухов И.А. Особенности функционирования квантовых приборов // Нано- и микросистемная техника, 2009, № 7, с. 38-45.
35. Обухов И.А. Неравновесные эффекты в электронных приборах. Изд-во «Вебер», Москва – Киев - Минск – Севастополь, 2010, 303 с.
36. Обухов И. А., Балабанов В. М. Некоторые возможности квантовых интегральных схем. // 9-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» КрыМиКо'1999., с. 76-77.
37. Chen H., Sun X., Lai K.W.C., Meyuappan M., Xi N. Infrared detection using an InSb nanowire. IEEE Nanotechnology Materials and Devices Conference

38. Obukhov I.A. Nonequilibrium effects in one-dimensional quantum devices. LAMBERT Academic Publishing, 2014. 132 p.
39. Martel R., Shchmidt T., Shea H.R., Avouris P. Single- and multi - wall carbon nanotube field effect transistors. *Appl. Phys. Lett.* 1998, vol. 73, no 17, pp. 2447 – 2449.
40. Suprem R. Das, Collin J. Delker, Dmitri Zakharov, Yong P. Chen, Timothy D. Sands and David B. Janes Room Temperature Device Performance of Electrodeposited InSb Nanowire Field Effect Transistors, *Appl. Phys. Lett.* 2011. -V. 98, P. 243504-1 - 243504-3.
41. Zai-Xing Yang, Ning Han, Fengyun Wang et al. Carbon doping of InSb nanowires for high-performance p-channel field-effect-transistors. *Nanoscale*, 2013.-V. 5 - P. 9671 –9676
42. Datta S. The 21st Century Energy Efficient Logic Transistor, Formerly with Advanced Transistor & Nanotechnology Group Intel Corporation Hillsboro, Oregon, USA, October 9th, 2007. URL: <http://www.sematech.org/meetings/archives/litho/8065/pres/Key%20Note%20Suman%20Datta.pdf>
43. Ashley T., Barnes A. R., Buckle L., Datta S. et al. InSb-based Quantum Well Transistor for High Speed, Low Power Applications, URL: <http://csmantech.pairserver.com/Digests/2005/2005papers/14.18.pdf>
44. Das S. R., Delker C. J., Zakharov D., Yong P. Chen, Sands T. D., Janes D. B. Room Temperature Device Performance of Electrodeposited InSb Nanowire Field Effect Transistors // *Appl. Phys. Lett.* 2011. Vol. 98, 243504.
45. Zai-xing Yang, Ning Han, Fengyun Wang et al. Carbon doping of InSb nanowires for high-performance p-channel field-effect-transistors // *Nanoscale*. 2013. N. 5. P. 9671-9676.
46. Obukhov I. Some aspects of nanoelectronics development in Russia // WTEC Workshop Proceedings: Russian Research and Development Activities on Nanoparticles and Nanostructured Materials, S. Petersburg, 1997. P. 116—125.
47. Obukhov I. A. Planar One-Dimensional Quantum Devices // *Nanoscience and Nanotechnology*. 2013. N. 3 (5). P. 115-122.
48. Горох Г.Г., Обухов И.А., Лозовенко А.А. Массивы нанопроводов из антимонида индия для перспективных термо-электрических устройств // *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, 2015, № 1, с. 3-11.
49. Балабанов В.М., Карушкин Н.Ф., Обухов И.А., Смирнова Е. А. Генератор терагерцового диапазона на основе матрицы нанопроводов // 27-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2017., 2017. с. 1097-1107
50. Божьев И.В., Горох Г.Г., Карушкин Н.Ф., Лозовенко А.А., Новоселов А.С., Обухов И.А., Румянцев С.В., Смирнова Е.А. Электрические характеристики нанопроводов антимонида индия в пористых матрицах анодного оксида алюминия // 28-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2018. 2018. С. 1041 -1046.
51. Önder Güll, David J. van Woerkom, Ilse van Weperen, Diana Car, Sébastien R Plissard, Erik P. A. M. Bakkers and Leo P. Kouwenhoven Towards high mobility InSb nanowire devices, *Nanotechnology*, 2015.- V. 26. - P. 215202-1 - 215202-7.

Миниатюризация СВЧ устройств бортовой аппаратуры космического применения

Алыбин В.Г., Алыбин А.В.

АО «Российские космические системы»
г. Москва, 111250, Российская федерация
otdelenie17@spacecorp.ru

Аннотация: Проводится обзор современного состояния миниатюризации сверхвысокочастотных бортовых устройств для космического применения. Приводятся: актуальность проблемы, объекты СВЧ устройств, специфические требования к ним, стадии развития средств миниатюризации. Рассмотрены особенности схемного построения и конструкции перспективных пассивных устройств перекрестного резервирования и сложения мощностей в усилителях мощности монолитных и гибридно-монолитных интегральных схем СВЧ, а также технологические возможности их реализации.

1. Введение

Актуальность темы заключается в необходимости резкого уменьшения габаритов космических аппаратов при возрастании их функциональных возможностей, особенно при создании как больших и средних КА, так и получающих всё большее распространение малых микро- и нано- спутников, а также антенных активных фазированных решеток для КА. Доклад посвящен СВЧ устройствам, поддающимся миниатюризации труднее, чем цифровые устройства. К ним относятся в первую очередь приёмопередающие тракты КА, включающие различные классы устройств – маломощные и мощные усилители, преобразователи частот, генераторы, устройства перекрёстного резервирования.

Представлена эволюция развития миниатюризации СВЧ устройств для космической техники от гибридных интегральных схем прошлого века до современных систем в корпусе и систем на кристалле. Отмечено, что в современных КА и в настоящее время применяются устройства СВЧ, характерные для всех фаз отмеченного развития миниатюризации.

2. Принципы миниатюризации бортовых СВЧ устройств

Рассмотрены общие требования к бортовой аппаратуре космического применения:

- высокая механическая прочность в течение времени вывода космического аппарата на орбиту;
- устойчивость и стойкость к внешним воздействующим факторам космического пространства;
- большая вероятность безотказной работы в течение различных сроков активного существования (от месяцев до 15 лет);
- большие ограничения по величине плотности теплового потока, излучаемого активными электрорадиоизделиями (ЭРИ).

Для устройств СВЧ диапазона отмечены специфические требования:

- сведение к минимуму паразитных связей по электромагнитным полям соседних элементов микросхем, ЭРИ, отрезков линий передачи, элементов монтажа;
- высокая добротность согласующих цепей как на распределенных, так и на сосредоточенных элементах, резонаторов и фильтров, устройств перекрёстного резервирования;
- малые искажения фазовых характеристик СВЧ элементов (неравномерности группового времени запаздывания) в рабочем диапазоне частот.

Рассмотрены особенности построения СВЧ устройств, обеспечивающие выполнение этих требований.

3. Примеры конструкций СВЧ устройств для бортовой аппаратуры космического применения и перспективы их развития

Представлены многочисленные примеры схемных решений и конструкций миниатюрных устройств СВЧ, применяемы в современных КА, даны их основные характеристики. Рассмотрены пассивные устройства перекрестного резервирования для аппаратуры, имеющей дублирование, троирование и четырёхкратное изменение конфигурации [1]. Рассмотрены технологические и конструктивные особенности устройств СВЧ на основе гибридно-монолитных схем на микрополосковых и копланарных линиях передачи [2]. Показаны особенности построения монолитных интегральных

схем СВЧ, включающих как однофункциональные устройства (усилители мощности) [3, 4], так и многофункциональные элементы приёмных и передающих трактов.

Отмечены перспективы дальнейшего развития миниатюрных устройств СВЧ диапазона для космической техники.

4. Заключение

Проведенный обзор современного состояния процесса миниатюризации СВЧ устройств для бортовой аппаратуры космического применения продемонстрировал существенное развитие космической техники как при создании больших и средних, так и малых и сверхмалых космических аппаратов.

Перспективными возможностями дальнейшего развития миниатюризации СВЧ-устройств бортовой аппаратуры следует считать модернизацию СВЧ-устройств в виде создания современных микроэлектронных модулей – систем в корпусе с использованием монолитных интегральных схем, а также систем на кристалле в виде многофункциональных кристаллов. Наиболее перспективным является создание кристаллов, в которых реализуются как элементы аналоговой, так и цифровой техники.

Список литературы

1. Алыбин В.Г., Зарапин С.А., Яхутин С.А. Микрополосковый делитель мощности с тремя входами и тремя выходами // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы 2020, Т 7, вып. 1, С. 23-29.
2. Темнов А.М. Гибридно-монолитные интегральные схемы СВЧ: дис... д-ра техн. наук: 05.27.01, 2020. 303 с.
3. Сечи Ф., Буджати М. Мощные твердотельные СВЧ-усилители. Москва: Техносфера, 2015. 416 с.
4. Кищинский А.А., Радченко А.В., Радченко В.В. Широкополосные квадратурные делители/сумматоры для применения в усилителях СВЧ мощностей // 23-я Межднар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» - КрыМиКо'2013 (Севастополь, сент. 2013 г.). 2013. С. 6 – 10.

Создание виртуальных платформ для физического образования¹

¹ Губский Д.С., ² Дайнеко Е.А., ¹ Иванова И.Н., ² Ипалакова М.Т., ¹ Клещенко А.Б., ² Цой Д.Д.

¹ Южный федеральный университет

г. Ростов-на-Дону, 344090, ул. Р. Зорге, 5, Российская Федерация
ds@sfedu.ru

²Международный университет информационных технологий

г. Алматы, 050040, ул. Манаса, 34/1, Казахстан
yevgeniyadaineko@gmail.com

Аннотация: Представлены подходы построения виртуальных платформ для обучения студентов. Рассмотрены вопросы по созданию лабораторных работ с использованием виртуальной реальности и виртуальных работ с моделированием приборов и устройств с реалистичным интерфейсом. Показаны их преимущества и возможность дополнения одних работ другими. Также рассмотрен вопрос дистанционного использования создаваемых лабораторных работ в учебном процессе.

1. Введение

Мировые тенденции в учебном процессе направлены на массовое внедрение киберфизических систем, таких как искусственный интеллект, виртуальная и дополненная реальность, а также автономных работ в различных сферах, включая и физико-техническое образование. В последнее время особое место занимают компьютерные обучающие системы, например, такие как виртуальные лаборатории, позволяющие проводить опыты без реальной установки, в которых все процессы моделируются при помощи компьютера. Новые информационные технологии и цифровизация образования позволяют изменить подход к выполнению практических лабораторных работ, делая акцент на использование в учебном процессе современных технологий виртуализации и компьютерного моделирования, в том числе и технологий удаленного доступа.

Кроме этого в последнее время в сфере высшего образования набирает популярность дистанционное обучение, для которого необходимы лабораторные практикумы, выполняемые удаленно, т.к. применение для этого традиционных лабораторных работ становится невозможным. В настоящее время разработано и используется достаточно большое количество виртуальных лабораторий в различных областях физики и техники. При этом необходимо дать пользователю не только адекватное отображение и описание физических законов и закономерностей в поведении изучаемых объектов и устройств, но и возможность ознакомиться со сложным измерительным оборудованием и получить удаленно практические навыки его использования, для чего должны быть реализованы модели измерительных приборов с полностью «реальным» компьютерным интерфейсом.

Учитывая сказанное, разработка и внедрение лабораторных работ, выполняемых удаленно, одинаково нацеленных как на исследование физики наблюдаемых процессов, так и на освоение студентами приемов работы с современным измерительным оборудованием является актуальным.

2. Постановка задачи

Данная работа является продолжением ранее начатых разработок [1-4] и направлена на расширение использования технологий виртуальной реальности и виртуальных лабораторий при создании дистанционных платформ для выполнения физических лабораторных работ.

Целью данной работы было расширение виртуальной лаборатории «Приборы и устройства СВЧ», обеспечение удаленного доступа к выполнению работ и создание новых измерительных приборов с реалистичным интерфейсом на основе предложенного ранее универсального подхода [1-2, 4].

Другой целью работы являлось создание лабораторных работ с применением виртуальной реальности в процессе изучения физики [3].

3. Пример реализации

Один из способов создания моделей СВЧ устройств и измерительных приборов виртуальных лабораторий в рамках предложенной концепции [2] заключается в том, что любое устройство может быть представлено в виде объекта с определенным набором свойств и заданным поведением по отношению к другим устройствам [1]. Структурно ПО состоит из двух частей: серверный компонент,

¹. Работа выполнена за счет средств Министерства образования и науки Республики Казахстан на 2018-2020 годы (№ АР05135692).

устанавливаемый на удаленном компьютере и включающий в себя основные программные модули, и клиентский модуль, отвечающий за отображение интерфейса измерительного прибора и вывод информации. В рамках такой архитектуры создание новых компонентов СВЧ лаборатории не вызывает принципиальных трудностей [2].

Альтернативный подход к созданию виртуальных лабораторий для моделирования физических экспериментов – разработка приложений в специализированной виртуальной среде [4]. В настоящей работе для этого применялась кроссплатформенная среда разработки Unity 3D (Unity Technologies), а для отслеживания действий в виртуальной реальности проводной датчик движения Leap Motion.

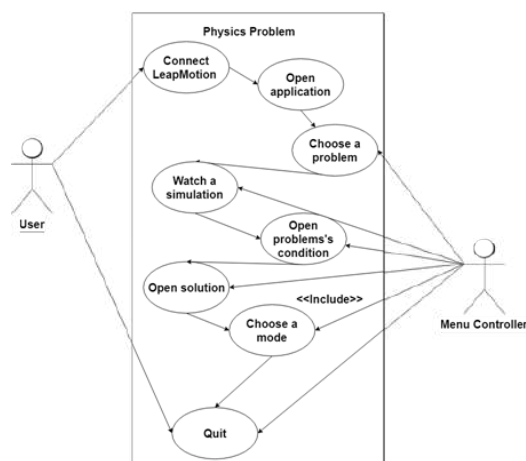


Рис. 1. Диаграмма вариантов использования



Рис. 2. Пример лабораторной работы

Взаимодействие пользователя с приложением описывается на рис. 1. Здесь приведены возможные действия, осуществляемые пользователем. Так, например, пользователь в начале работы должен подключить контроллер Leap Motion и после этого ему становится доступен весь функционал приложения. В нем он может выбрать задачу, посмотреть условие, решение, включить демонстрацию, а также изменять ее параметры. Все это происходит благодаря меню, с помощью которого пользователь взаимодействует с приложением и выбирает интересующую его лабораторную работу.

Каждая работа содержит условие, анимированную сцену задачи и решение. Один из примеров — это лабораторная работа на тему «Изучение процесса зарядки конденсатора. Определение емкости конденсатора».

Чтобы выполнить задачи лабораторной работы нужно включить установку, подключить требуемый конденсатор. Затем провести зарядку конденсатора, а после продолжить работу, измеряя значения тока через определенный временной интервал. Управление лабораторным оборудованием осуществляется при помощи контроллера Leap Motion, взаимодействие с элементами интерфейса также дополняет клавиатура компьютера. Подобный подход к человеко-компьютерному взаимодействию обеспечивает большую интерактивность и как следствие повышенную вовлеченность.

Особо хочется отметить, мировую тенденцию и обоснование улучшения освоения и понимания изучаемого материала через «игру», элементом которой и является виртуальная реальность.

4. Заключение

Расширение программного комплекса виртуальной лаборатории с удаленным доступом позволило проводить изучение физических свойств СВЧ устройств с использованием компьютерных моделей современного измерительного оборудования с реалистичным интерфейсом и получать первичные навыки работы на нем. А разработанное приложение с применением виртуальной реальности может использоваться как интерактивное пособие в процессе изучения основных разделов физики.

Таким образом, созданная виртуальная платформа, которая постоянно совершенствуется и развивается, может быть использована как образовательный ресурс по изучению основных разделов физики и физических свойств устройств СВЧ диапазона.

Список литературы

1. Gubsky D.S., Zemlyakov V.V. Advanced microwave equipment simulator for engineering education // International Journal of Electrical Engineering & Education. 2019. Vol. 56, № 1. P. 92-101.
2. Dmitry Gubsky, Irina Ivanova and Anatoly Kleschenkov Developing of computer models of modern measuring instruments for a remote virtual laboratory // ITM Web Conf., 30 (2019) 11001 DOI: <https://doi.org/10.1051/itmconf/20193011001>
3. Daineko Ye.A., Ipalakova M.T., Tsoy D.D., Baurzhan Zh.B., Yelgondy Ye.K., Bolatov Zh.Zh. The use of virtual reality technology in the studying of physics // Recent Contributions to Physics. 2019. Vol. 68, №1. P. 112-119.
4. Daineko Ye., Dmitriyev V. and Ipalakova M. Using Virtual Laboratories in Teaching Natural Sciences: An Example of Physics // Computer Applications in Engineering Education. 2017. Vol. 25, №1. P. 39-47.

Двухэлектродная лампа Эдисона — инновация XIX века

Пестриков В.М.

Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения
Россия, 191119, Санкт-Петербург, ул. Правды, 13
pvm205@yandex.ru

Аннотация: Исследована история открытия явления термоэлектронной эмиссии. Рассмотрены работы Фредерика Гатри и других ученых. Основное внимание уделено открытию эффекта термоэлектронной эмиссии Т. Эдисоном и изобретению им двухэлектродной вакуумной лампы. Проанализированы работы ученых по исследованию эффекта Эдисона. Показано, что благодаря открытию Эдисона была создана двухэлектродная лампа, которая явилась прообразом вакуумного диода Дж. А. Флеминга.

1. Введение

Принцип термоэлектронной эмиссии и разработка устройств, использующих его, восходит к концу 19 века. В 1873 году английский профессор Королевского научного колледжа (Royal College of Science) Фредерик Гатри (Frederick Guthrie, 15.10.1833–21.10.1886) опубликовал небольшую статью об экспериментальных исследованиях взаимосвязи между теплом и электричеством, в которой отметил следующий факт [1, 2]. Если раскаленную металлическую пластину соединить с землей и расположить ее на некотором расстоянии от положительно заряженного электроскопа, не касаясь его, то происходит разряд прибора. Если электроскоп несёт отрицательный заряд, то никакого разряда не происходит.

Фредерик Гатри в 1873 году открыл основной эффект, лежащий в работе еще не появившегося вакуумного лампового диода, а через 7 лет его независимо заново открыл Томас Альва Эдисон и эффект получил уже другое название.

2. Исследования лаборатории Эдисона

С начала 1880 года Томас Эдисон начал коммерческие продажи новых конструкций электрических ламп с углеродной (карбонизированный бамбук) нитью накала. Срок службы такой лампы составлял 1200 часов. Сама лампочка стоила меньше 25 центов, благодаря выбранному материалу нити накала, которая стоила 1 цент. Нить накаливания из бамбука помогла Эдисону избежать нескольких судебных процессов, связанных с использованием карбонизированной нити в качестве тела накала.

По прошествии некоторого времени к Эдисону стали поступать жалобы клиентов на черный налет, который образовывался внутри стеклянных колб, после некоторого периода их эксплуатации. Это заставило Эдисона начать серию экспериментов для выяснения причины и отыскания способов её устранения.

По эскизам была изготовлена лампа с дополнительным электродом, рис.1. Удивительно, но эскиз лампы с расположенным над нитью накала отрезком провода, то есть дополнительным электродом, представлял собой прототип будущего электронного прибора - двухэлектродной вакуумной лампы.

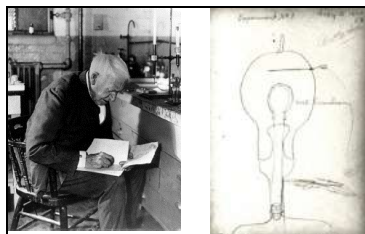


Рис. 1. Томас Эдисон составляет задание для эксперимента в лабораторном блокноте и эскиз-задание Т. Эдисона для эксперимента №1 13 февраля 1880 г. [3]

Не найдя должного объяснения открытому явлению, Т. Эдисон подробно его описал и начал работать над его практическим использованием.

3. Изобретение лампового индикатора напряжения

В первых числах октября 1883 года вышла из строя станция Перл-Стрит в Нью-Йорке из-за перегруженности вспомогательной линии в Биржевом квартале города, что привело к последовательному отказу предохранительных устройств. Ликвидацией аварии занялся руководитель конструктор-

ского отдела Фрэнк Дж. Спрейг (Frank J. Sprague, 25.07.1857– 25.10.1934), который находился в это время в Броктоне, штат Массачусетс. Решение проблемы он сообщил по телеграфу Эдисону, который сразу вызвал его в Нью-Йорк, чтобы обсудить возникшую задачу с перегрузкой напряжения. Вскоре авария Спрейгом была успешно ликвидирована.

Произошедшая авария заставила Эдисона немедленно заняться работой по практическому конструированию лампового индикатора напряжения. Как обычно, сразу, 15 ноября 1883 года подал заявку на патент на индикатор напряжения. Патент US307031 на электрический индикатор (Electrical Indicator) был выдан менее чем через год, 21 октября 1884, рис.2 [4]. В патенте он не упомянул о его выпрямляющих свойствах, поскольку продвигал постоянное, а не переменное напряжение. Эдисон после получения патента больше не занимался этой проблемой.

Т. Эдисон надеялся в будущем на коммерческий успех электрического индикатора. Прибор хотя и не получил широкого распространения, но он не был забыт. В Первую мировую войну его использовали для регулирования генераторного напряжения в радиоаппаратуре самолетов.

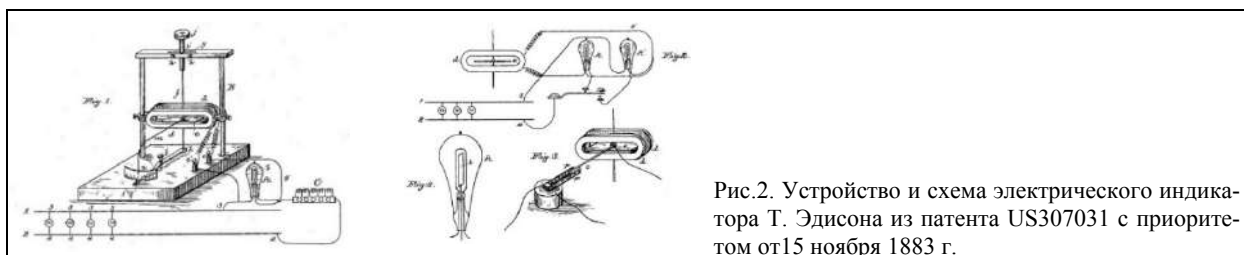


Рис.2. Устройство и схема электрического индикатора Т. Эдисона из патента US307031 с приоритетом от 15 ноября 1883 г.

4. Заключение

Изобретение Т. Эдисона двухэлектродной вакуумной электронной лампы (1883г.) опередило научно-технический прогресс того времени. Еще не были открыты электромагнитные волны Г. Герцем (1888г.) и не была изобретена система беспроводного телеграфа А. С. Поповым (1895г.). Другими словами, вообще отсутствовала научно-техническая область, которой был бы необходим этот радиокомпонент [5].

Лишь спустя годы, по прошествии почти 10 лет, Дж. А. Флеминг использовал свойство выпрямления двухэлектродной лампы для обнаружения (демодуляции) радиосигналов, когда радиосвязь уже завоевывала земные пространства.

Не попадись Томасу Эдисону лампа с угольной нитью, открытие нового эффекта могло состояться значительно позже. Эффект Эдисона с конца 20-х годов прошлого века чаще стали называть термоэлектронной эмиссией, которая стала концепцией большинства электронных ламп. Эдисону не удалось войти в историю как изобретателю системы радиосвязи, но благодаря многим его открытиям и изобретениям, появились важнейшие устройства в области радиотехники, в частности, был создан вакуумный диод.

Список литературы

1. Guthrie Frederick. On a Relation between Heat and Electricity//Philosophical Magazine and Journal of Science. 4th series. April 1873. Vol.45. P.308-309.
2. Guthrie Frederick. On New Relation between Heat and Electricity//Proceedings of the Royal Society of London. 31 December 1873. Vol. 21. P.168-169.
3. Johnson J. B. Contribution of Thomas A. Edison to Thermionics//American journal of physics. December 1960. Vol.28. Num.9. P.764-773.
4. Edison T.A. Electrical indicator. US307031. Patented Oct. 21, 1884. Applications filed November 15, 1883.
5. Пестриков В.М. Эффект Эдисона – изобретение, опередившее научно-технический прогресс. Материалы 22-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». 10-14 сентября 2012 г. В 2 т. Севастополь: Вебер. 2012. Том 1: С. 40-41.

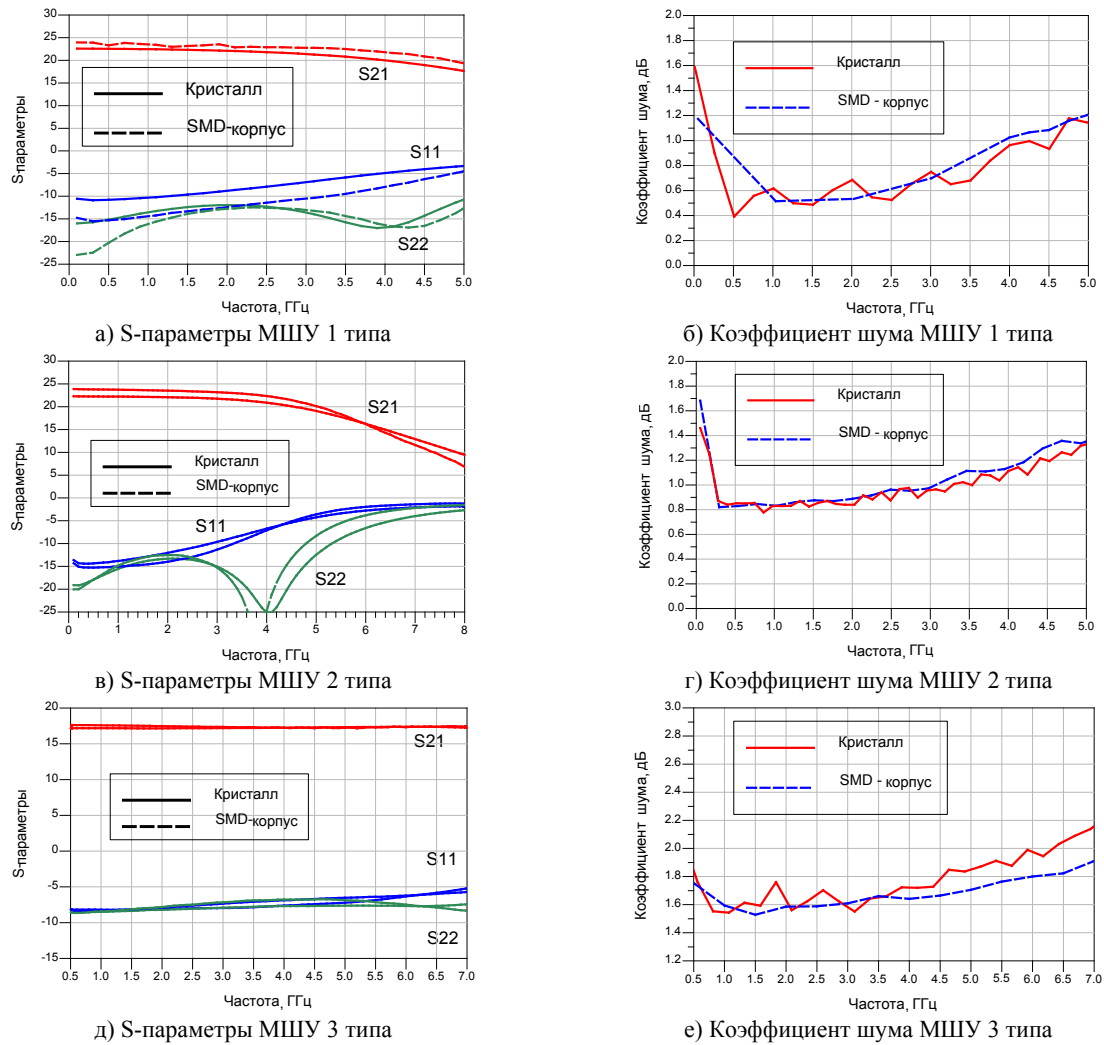


Рис.2. Измеренные параметры 3 типов МШУ

МШУ 3 типа работает в диапазоне частот 0.5 – 6.2 ГГц. Результаты измерений электрических параметров МШУ показывают, что коэффициент усиления составляет 17 дБ и имеет неравномерность менее 0.5 дБ. Ток потребления МШУ составляет 40 мА.

Результаты испытаний маломощных усилителей показывают, гамма-процентная наработка до отказа T_γ при вероятности $\gamma=95\%$ превышает 150 000 часов при температуре эксплуатации не более 65 °С. Испытания на стойкость к воздействию внешних и специальных факторов подтвердили, что они пригодны для военного и космического применения [2].

4. Заключение

В статье представлены результаты разработки ряда широкополосных маломощных усилителей, работающих в диапазоне от 0.05 до 6.2 ГГц. Все 3 типа представленных МШУ построены по каскадной схеме. МШУ имеют 2 вида исполнения – монолитная интегральная схема (МИС) и герметичный корпус для поверхностного монтажа (SMD). Кристаллы МШУ выполнены по технологии GaAs pHEMT 0.1 мкм, реализованной на АО «НПП «Исток» им. Шокина». Выбранная схема включения транзисторов обеспечивает широкую рабочую полосу частот в совокупности с низкой неравномерностью коэффициента усиления и малым коэффициентом шума.

Список литературы

1. Корпуса SMD для герметизации мощных МИС диапазона до 40 ГГц / А. М. Темнов, К. В. Дудинов, А. М. Емельянов // Электронная техника. Сер. 1, СВЧ-техника. - 2018. – Вып. 2 (537). - С. 22-43
2. Полевич С.А. Оценка надёжности МИС СВЧ для космического применения. Материалы 28 Международной Крымской конференции «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии», 2018 г, том 5, стр.1251-1256.

Опыт применения технологии LTCC в реализации МШУ СВЧ диапазона в монолитном объёмном интегральном исполнении

Ворожцов А.Л., Петренко И.М., Юст П.А.

Центральное конструкторское бюро автоматики
г. Омск, 644027, Космический пр-т, 24а. Российская Федерация
alek.vorog@yandex.ru

Аннотация: Данная работа посвящена актуальной задаче реализации миниатюрных сверхширокополосных малошумящих усилителей СВЧ диапазона как систем в корпусе, с использованием кристаллов монолитных интегральных схем усилителей с распределенным усилением и монолитных объёмных интегральных схем (МОИС) в LTCC исполнении. Показан процесс разработки LTCC модуля МОИС МШУ и приведены экспериментальные данные измерений полученной LTCC МОИС МШУ.

1. Введение

Одной из тенденций в миниатюризации микроэлектронных устройств является разработка и производство многокристальных модулей в монолитном объёмном интегральном исполнении, так называемых «систем в корпусе». Как правило, система в корпусе (СвК, англ.: SiP «System in Package») – это комбинация нескольких электронных компонентов различной функциональности, собранная в единый модуль, которая обеспечивает реализацию разных функций, обычно выполняемых системой или подсистемой. СвК может иметь в своем составе пассивные компоненты, кристаллы монолитных интегральных схем (МИС) и другие устройства. Применение в качестве основы конструкций СвК многослойных керамических плат, изготовленных по технологии LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramic – низко температурная совместно обжигаемая керамика), позволяет создавать миниатюрные высокочастотные радиоэлектронные устройства с уникальными характеристиками. Совместный обжиг всех слоев повышает надежность такой монолитной объёмной интегральной схемы (МОИС) как в процессе производства, так и при эксплуатации в жестких условиях [1].

2. Теория

В 2018 г. на конференции [2] прозвучало сообщение об успешной разработке монолитной интегральной схемы малошумящего усилителя с распределенным усилением (МИС МШУ УРУ) с полосою рабочих частот 2-18 ГГц, коэффициентом усиления (передачи) не менее 12 дБ и габаритами 1,8x2,1x0,1 мм, практически полностью удовлетворяющего нашим исходным данным для проектирования модуля МШУ. В основу миниатюризации конструкции МШУ легла идея создания МОИС в LTCC исполнении, а именно – размещение МИС МШУ УРУ в полости многослойного LTCC модуля, а пассивных элементов (для обвязки кристалла) – на его поверхности. Данное решение позволяет получить выигрыш по массогабаритным параметрам за счет отказа от герметизируемых металлических корпусов и установки модуля МШУ непосредственно на печатную плату (отсутствуют СВЧ разъемы, кабели).

Практически все этапы разработки МОИС МШУ были выполнены в САПР AWR Design Environment (AWRDE), кроме подготовки комплекта конструкторской документации (КД). САПР AWRDE позволяет создавать сложные схемы, состоящие из различных элементов и ЭМ структур, а затем синтезировать топологию на основе созданных схем. AWRDE также может выполнять моделирование, используя любой из набора симуляторов в своём составе [3]. Для ЭМ анализа конструкции LTCC модуля МОИС был выбран 3D ЭМ симулятор Analyst, основанный на методе конечных элементов. При проектировании LTCC модуля МОИС МШУ был подобран минимально возможный размер конструкции с учетом размещения элементов поверхностного монтажа и кристалла усилителя, а также исходя из требований «Руководящих указаний по проектированию изделий на основе низкотемпературной керамики (LTCC)».

Кристалл МИС МШУ УРУ размещался в полости LTCC модуля, дискретные элементы на его поверхности, а сигнальные цепи и цепи питания были расположены во внутренних слоях модуля. В AWRDE строилась ЭМ структура LTCC модуля, а затем в 3D ЭМ симуляторе Analyst производился её ЭМ анализ. Основными критериями при ЭМ моделировании LTCC модуля МОИС МШУ стали коэффициент передачи (S_{21}) и коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) входа и выхода. Путем изменения геометрии проводников, полигонов земли, а также размещением оптимального количества заземляющих отверстий достигалось максимальное приближение к заданным параметрам.

В результате нескольких итераций был получен модуль МОИС МШУ, состоящий из 10 слоев LTCC керамики с габаритными размерами 6х7х1 мм, параметры которого удовлетворяли заданным требованиям. После достижения соответствия выбранных параметров и требований технического задания (ТЗ) из AWRDE была экспортирована послойная топология в файл в формате DXF. На его основе в САПР «Компас-3D» был создан комплект КД LTCC модуля и передан на предприятие АО «ОНИИП» для изготовления.

В полученный LTCC модуль были смонтированы кристалл усилителя и навесные элементы. Собранный МОИС МШУ была установлена в устройство подключения (рис. 1б.) для контроля параметров на векторном анализаторе цепей P4M-18/4. Результаты измерений в сравнении с данными ЭМ моделирования приведены на рис. 1а. Полученные характеристики в диапазоне частот до 18 ГГц полностью соответствуют ТЗ и подтверждают достоверность данных ЭМ расчета.

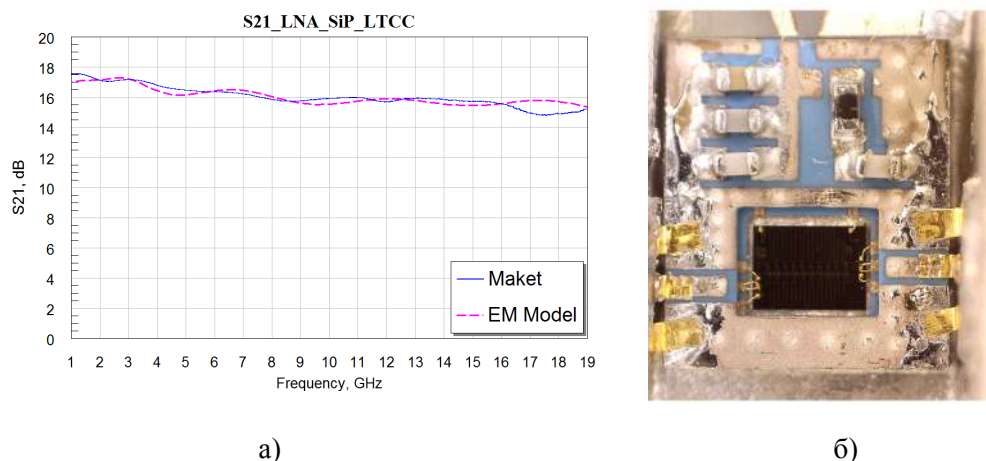


Рис 1. Полученные результаты: а) график АЧХ МОИС МШУ (штриховая – модель; сплошная – образец); б) внешний вид МОИС МШУ

Полученные отклонения коэффициента передачи до 1 дБ от расчетных значений являются вполне приемлемыми и могли быть вызваны потерями в коаксиально-микрополосковом переходе между устройством подключения и МОИС МШУ, неучтенными при калибровке прибора перед измерением. Данные измерений КСВН по входу и выходу не превышают значения 2, что говорит о хорошем согласовании полученной МОИС МШУ. Изменение разности фаз в опорной точке ($F=10$ ГГц при $P_{вх}=-20$ дБм) между любой парой МОИС МШУ в диапазоне рабочих температур ($-60...+100$ °С) составила не более 3 град. эл., что полностью удовлетворяет требованиям ТЗ.

3. Заключение

Применение таких решений как система в корпусе на базе многослойной керамики предоставляет новые возможности снижения массогабаритных характеристик современных радиотехнических средств и систем. Разработанная монолитная интегральная объёмная схема сверхширокополосного малошумящего усилителя СВЧ диапазона в LTCC исполнении показала очень хорошее совпадение результатов моделирования и измерений изготовленных образцов. Достигнутые габариты 6х7х1 мм, особенно достаточно низкий профиль в 1 мм, значительно повышают эффективность применения таких 3D решений для миниатюризации радиоэлектронных устройств.

Список литературы

1. Симин А., Холодняк Д., Вендик И.. Многослойные интегральные схемы сверхвысоких частот // Компоненты и технологии, 2005. №5. С.190-196.
2. Белова Е.В., Житомирский Л.Н., Калинин Б.В. Исследование и разработка малошумящего широкополосного СВЧ усилителя // Доклады 6-й Всерос. конф. «Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем» (Омск, 17-18 апреля 2018 г.). 2018. С. 19-24.
3. Среда проектирования AWR // <https://www.awr.com/serve/awr-design-environment-brochure> (дата обращения: 07.05.2020)

Приемо-передающий субмодуль с гибкой печатной платой для подачи питания и управления

¹Карасев М.С.

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

Аннотация: Представлен приемо-передающий субмодуль с гибкой печатной платой для подачи питания и управления, его конструктивные и технологические особенности. Представлены основные электрические параметры, полученные в ходе экспериментальной проверки на измерительном стенде. Проведен анализ полученных результатов измерений.

1. Введение

Современные антенные решетки [1] в своем составе имеют приемо-передающие модули (ППМ)[2,3], позволяющие производить управление амплитудой и фазой передаваемого или принимаемого сигнала.

Постоянное увеличение требований, предъявляемых к радиолокационным станциям влечет за собой необходимость повышать технические характеристики входящих в ее состав изделий. Поэтому разработка приемо-передающих модулей с высоким уровнем выходной мощности передающего канала, высоким коэффициентом усиления с минимальной неравномерностью в рабочем диапазоне частот и низким значением коэффициента шума актуальная и уникальная задача для каждого вида изделий.

2. Конструкция приемо-передающего субмодуля

Разработанный приемо-передающий субмодуль, представлен на рисунке 1.

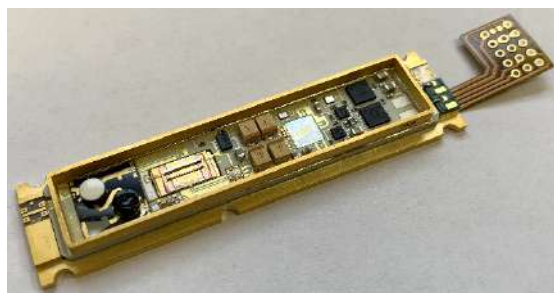


Рис. 1. Приемо-передающий субмодуль с гибкой печатной платой для подачи питания и управления

Все СВЧ- и НЧ-элементы располагаются на низкотемпературной совместно обжигаемой керамике (LTCC - Low Temperature Co-Fired Ceramic). Использование такой керамики позволяет обеспечить стабильность электрических параметров, совместимый коэффициент термического расширения (КТР) с большинством материалов, а также низкую стоимость при серийном производстве. Металлическое основание выполнено из материала МД10,5. Рамка и крышка модуля выполнены из сплава 29НК (ковар). Герметизирование модуля производится с помощью клея марки ЭЧЭ-С.

Подача питания и управления основными узлами производится через гибкую печатную плату (гибкий шлейф), которая имеет минимальную толщину 0,2 мм для такого количества проводников (14 проводников). Использование такого вида контактирования при подаче питания и управления позволяет снизить трудозатраты на этапе изготовления модуля и выполнить требуемую конфигурацию разводки питания и управления в составе аппаратуры заказчика.

МИС СВЧ, используемые в составе приемо-передающего модуля, включают в себя новейшие разработки в области твердотельной электроники и позволяют обеспечить максимальную мощность на выходе передающего тракта, минимальное значение коэффициента шума приемного тракта, стабильность характеристики коэффициента усиления, минимальную среднеквадратичную ошибку амплитуды и фазы как передаваемого, так и принимаемого сигнала.

Отличительной особенностью приемо-передающего модуля от мировых аналогов, является ввод в состав схемы приемо-передающего модуля защиты от одновременного включения приемного и передающего каналов.

Полученные экспериментальные значения коэффициента усиления и коэффициента шума приемного канала, а также выходная мощность передающего канала изображены на рисунках 3, 4 и 5.

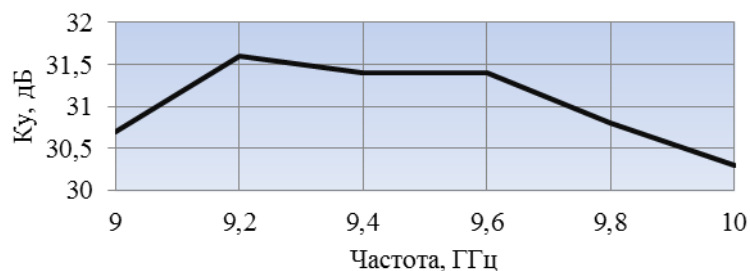


Рис. 3. Коэффициент усиления приемного канала в зависимости от частоты

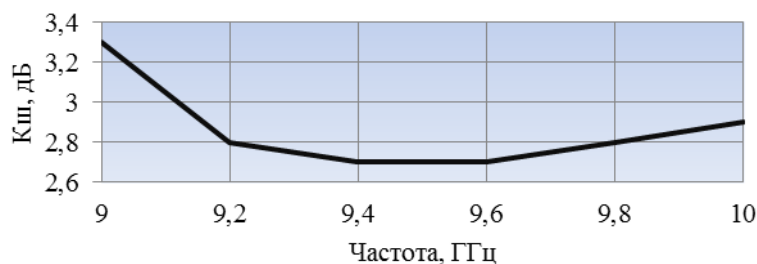


Рис. 4. Коэффициент шума приемного канала в зависимости от частоты

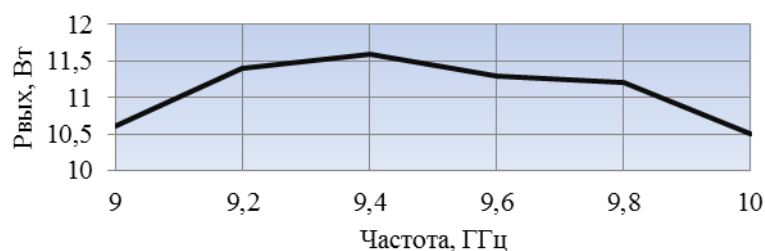


Рис. 5. Выходная мощность передающего канала в зависимости от частоты

Электрические параметры, представленные на рисунках 3, 4 и 5 указаны с учетом потерь в измерительной аппаратуре на измерительном стенде.

3. Заключение

Полученные результаты экспериментальной проверки разработанного приемо-передающего субмодуля X-диапазона частот, указывают на правильность выбранных решений при разработке.

Список литературы

1. Карасев М.С., Далингер А.Г., Шацкий С.В., Щеголев С.А., Адиатулин А.В. Многофункциональный приемо-передающий модуль X-диапазона частот // Научно-технический сборник «Электронная техника» Серия 1 «СВЧ-техника», Выпуск 3(542). – 2019, С. 51-54
2. Карасев М.С. Перспективный многофункциональный приемо-передающий модуль АФАР X-диапазона // Научно-технический сборник «Электронная техника» Серия 1 «СВЧ-техника», Выпуск 1(532). – 2017, С. 45-48
3. Карасев М.С., Далингер А.Г., Шацкий С.В., Жерновенков В.А., Синькова Е.А., Щеголев С.А. «Многофункциональный приемо-передающий модуль АФАР нового поколения» // сборник трудов конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ». – 2018, С. 239-242

Комплект монолитных интегральных схем для приемо-передающих модулей X-диапазона частот

¹ Кондратенко А. В., ² Сорвачев П. С.

¹ AVK Design Team

ул. Янтарная, 31, д. Черемисское, Нижегородская обл., 607684, Российская Федерация

avk.design.team@gmail.ru

² ООО «ПитерСофт Инжиниринг»

ул. Ломоносова, 9, Нижний Новгород, 603115, Российская Федерация

sorprav.dc@gmail.com

Аннотация: В докладе представлены результаты разработки монолитных интегральных схем малошумящего усилителя, усилителя мощности и многофункционального кристалла управления, представляющих собой унифицированное решение для построения радиотракта приемо-передающих модулей X-диапазона частот.

1. Введение

Мировой опыт показал возможность реализации радиотракта приемо-передающих модулей (ППМ) АФАР на основе всего трех типов монолитных интегральных схем (МИС): малошумящего усилителя (МШУ), усилителя мощности (УМ) и многофункционального кристалла управления. Интеграция различных функциональных узлов радиотракта на один кристалл позволяет уменьшить габаритные размеры и увеличить технологичность сборки ППМ, что, в конечном счете, приводит к снижению стоимости производства. Кроме того, исключение большого числа сварных межсоединений за счет повышения степени интеграции позволяет добиться качественного улучшения параметров ППМ и минимизировать их разброс от модуля к модулю. В докладе представлены достигнутые результаты работы в части создания унифицированного решения по элементной базе на основе GaAs и GaN технологических процессов фабрики WIN Semiconductors (Тайвань) для построения радиотракта ППМ X-диапазона частот.

2. Основная часть

МИС МШУ реализована на основе процесса PL15-12, WIN Semiconductors, и содержит по три каскада на основе псевдоморфных транзисторов с высокой подвижностью электронов с интегрированными цепями согласования, коррекции амплитудно-частотной характеристики, а также ввода и блокировки питания. Во всех каскадах применено классическое решение – последовательная обратная связь в виде высокоомного отрезка линии передачи в истоке транзистора. В первом каскаде величина обратной связи выбиралась исходя из реализации устойчивости и сближения условия оптимального согласования по шуму и условия комплексно-сопряженного согласования на входе транзистора. Выбор величины обратной связи во втором каскаде диктовался достижением устойчивости, а также необходимостью трансформации входного сопротивления транзистора второго каскада для возможности реализации согласующей цепи между первым и вторым каскадом с минимальным количеством элементов. Введение обратной связи в третьем каскаде позволило добиться равномерности коэффициента усиления и согласования выхода МИС в рабочем диапазоне частот. Для организации требуемого режима по постоянному току применена схема автосмещения. Частотные зависимости основных параметров микросхемы будут представлены в финальной версии тезисов доклада.

МИС УМ реализована на основе процесса NP25-00, WIN Semiconductors, и содержит три каскада с интегрированными цепями согласования, коррекции амплитудно-частотной характеристики, а также ввода и блокировки питания. Суммарная ширина затвора для выходного каскада составляет 8.4 мм (8 транзисторных ячеек 6×175 мкм). Линейный коэффициент усиления 30...33 дБ. Напряжение питания МИС УМ составляет 28 В, ток потребления в режиме большого сигнала до 2.5 А.

Частотные зависимости основных параметров МИС УМ будут представлены в финальной версии тезисов доклада.

Многофункциональная МИС управления амплитудой и фазой сигнала реализована на основе технологического процесса PL15-12, WIN Semiconductors, имеет 3х-портовую конфигурацию и содержит в своем составе: три двухпозиционных коммутатора, обеспечивающих переключение режимов «Прием/Передача»; малошумящий усилитель (МШУ) на входе приемного канала; 6-разрядный

фазовращатель, 5-разрядный аттенюатор, а также два буферных усилителя в общем плече; предварительный усилитель мощности (ПУМ) на выходе передающего канала; цепи стабилизации затворного смещения активных элементов усилителей и цифровой драйвер управления.

Функциональный узел фазовращателя содержит в своем составе шесть секций с номинальным вносимым фазовым сдвигом 5.625°, 11.25°, 22.5°, 45°, 90° и 180°. Секции «90°» и «180°» выполнены на основе коммутируемых звеньев ФВЧ и ФНЧ третьего порядка. Основным достоинством данного схемного решения является малая неравномерность вносимого фазового сдвига в рабочей полосе частот, а также низкая чувствительность ключевых параметров (вносимого фазового сдвига и паразитной амплитудной конверсии) к технологическим вариациям параметров коммутационных элементов. Основным недостатком схемного решения – высокие начальные потери, обусловленные коммутаторами на входе/выходе секций, в сравнении с другими реализациями. В секциях «5.625°» и «11.25°» коммутация производится между «вырожденными» ФВЧ и ФНЧ – конденсатором и катушкой индуктивности соответственно. Благодаря такому схемному решению удалось снизить вносимые потери. В секциях «22.5°» и «45°» коммутационные элементы являются составными частями фазосдвигающих цепей. Данное решение является компромиссным по таким показателям как чувствительность ключевых электрических параметров к технологическому разбросу параметров активных элементов, уровень начальных потерь и габаритные размеры секции.

Разработанный функциональный узел аттенюатора содержит в своем составе пять секций с номинальным вносимым ослаблением 0.9 дБ, 1.8 дБ, 3.6 дБ, 7.2 дБ и 14.4 дБ. Для снижения вносимых потерь узла в опорном состоянии старшие секции («7.2 дБ» и «14.4 дБ»), вносящие основной вклад в паразитную фазовую конверсию аттенюатора, минимизации которой было уделено особое внимание в процессе проектирования, были реализованы без использования двухпозиционных коммутаторов на входе/выходе секций. Коммутационные элементы были интегрированы «внутрь» секций с включением дополнительных элементов (отрезков линий или катушек индуктивности), компенсирующих фазовые набег, возникающие при переключении состояний.

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

Частотные зависимости и таблица основных параметров МИС управления амплитудой и фазой сигнала будут представлены в финальной версии тезисов доклада.

3. Заключение

В докладе представлены результаты разработки комплекта микросхем для построения радиотракта X-диапазона частот. Подробные технические описания всех представленных МИС доступны по запросу. Коллектив авторов открыт для диалога об использовании данных микросхем в интересах отечественных потребителей.

Разработка интегрального усилителя мощности W-диапазона частот на основе 130 нм SiGe БиКМОП технологии

Будняев В. А., Вертегел В. В.

Инжиниринговый центр изделий микро- и нанoeлектроники СевГУ
г. Севастополь, 299053, ул. Университетская, 33, Российская Федерация
vadim.budnyaev@yandex.ru

Аннотация: Представлены результаты разработки интегрального пятикаскадного усилителя мощности W-диапазона. Разработка электрической схемы, топологии и моделирование УМ проводилось в системе автоматизированного проектирования микроволновых ИС с использованием PDK 130 нм SiGe БиКМОП технологического процесса IHP SG12G2. По результатам пост-топологического моделирования УМ в диапазоне частот 67—89 ГГц обеспечивает усиление 20—23 дБ. Точка компрессии 1 дБ по выходу на частоте 80 ГГц равна 11 дБм, а точка интермодуляционных искажений 3-го порядка — 21 дБм. Потребляемая мощность усилителя — 120 мВт. Занимаемая площадь на кристалле — 0,27 мм².

1. Введение

Одним из ключевых элементов передающего тракта любого приемо-передающего устройства является усилитель мощности (УМ). Функцией УМ является окончательное усиление сигнала до необходимого уровня перед поступлением его на передающую антенну. УМ W-диапазона частот применяются в радарх различного назначения (автомобильные радары большой дальности диапазона 76—77 ГГц для адаптивного круиз-контроля и предотвращения столкновений, парковочные радары малой и средней дальности диапазона 77—81 ГГц [1], радары для бесконтактного измерения уровня жидкостей, газов [2] и т.д.), в приборах активного радиовидения и высокоточного исследования погодных явлений, а также в высокоскоростных (вплоть до десятков Гбит/с) беспроводных полнодуплексных линиях связи различных топологий (так называемый E-диапазон, включающий два поддиапазона: 71—76 ГГц и 81—86 ГГц) [3].

Важным условием развития систем W-диапазона частот является появление электронных компонентов и устройств на их основе с приемлемыми параметрами и стоимостью. В данной работе представлены результаты разработки компактного усилителя мощности на основе кремниевой технологии для автомобильного радара, работающего в диапазоне частот 77—81 ГГц.

2. Электрическая схема и топология

Схема УМ (рис. 1, а) состоит из пяти каскадов. Использование каскодного включения транзисторов в первых двух каскадах позволило расширить полосу пропускания благодаря уменьшению эффекта Миллера, а также получить высокую развязку между входом и выходом схемы. Три последующих каскада с общим эмиттером позволили получить высокий коэффициент усиления по мощности. Линейные размеры топологии (рис. 1, б) усилителя с учётом контактных площадок — 680×840 мкм.

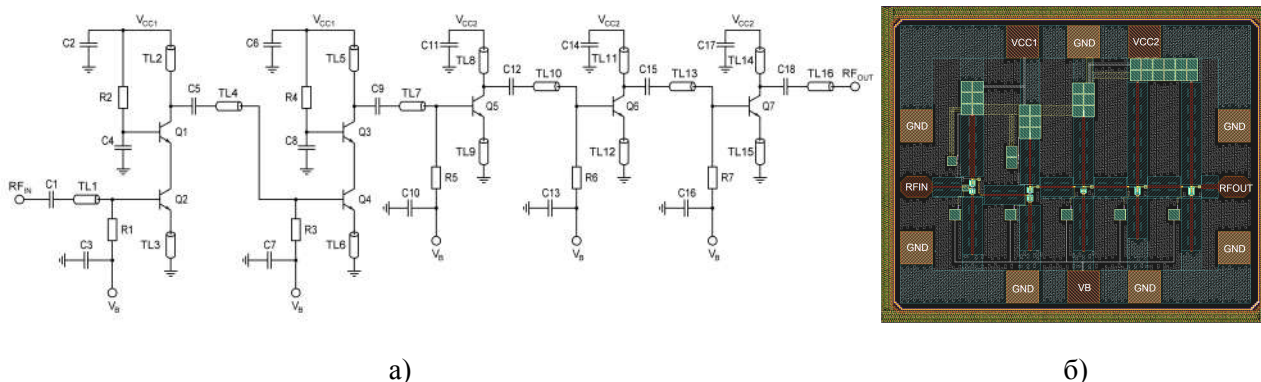


Рис. 1. Усилитель мощности: а) электрическая схема; б) топология

3. Результаты пост-топологического моделирования

Результаты пост-топологического моделирования (после экстракции паразитных параметров топологии) УМ приведены на рисунке 2. Сравнение основных параметров разработанного усилителя и УМ, представленных в зарубежных научных статьях, приведено в таблице 1.

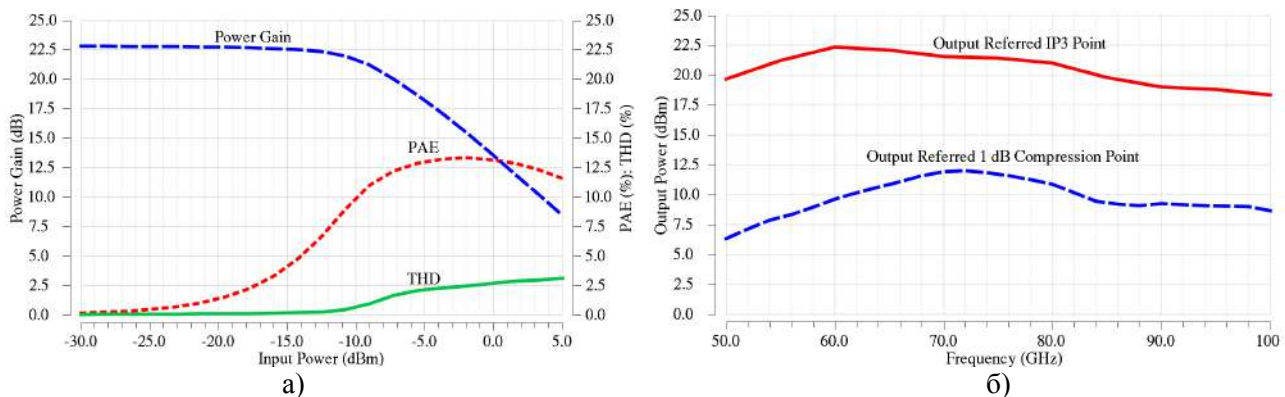


Рис. 2. Результаты моделирования УМ: усиление мощности, КПД по добавленной мощности и КГИ на 80 ГГц (а); частотные зависимости OP_{1dB} и OIP_3 (б)

Таблица 1 — Основные параметры усилителей мощности W-диапазона

Параметр	2020 [Эта работа]*	2017 [4]	2016 [5]	2014 [6]	2010 [7]
Технология	SiGe БиКМОП 130 нм	SiGe БиКМОП 130 нм	SiGe БиКМОП 130 нм	КМОП 28 нм	SiGe БиКМОП 130 нм
Диапазон частот (–3 дБ), ГГц	67—89	73—85	70—83	60—84,5	61—76
Макс. усиление мощности, дБ	23	17,4	15,1	17	23
Макс. OP_{1dB} , дБм	12,2	11,9	14,5	8,25	14,6
Макс. PAE, %	14	8	16	13,8	12,5
S_{22} , дБ	<–12	<–12	—	<–14	<–17
Напряжение питания, В	1,5; 2,5	1,7; 2,5	3,3	0,9	2
Потребляемая мощность, мВт	120	301	264	—	200
Площадь, мм ²	0,57	1,2	0,29**	0,13	1,3

* результаты моделирования ** без учета контактных площадок

4. Заключение

Представлены результаты разработки усилителя мощности W-диапазона частот. По результатам пост-топологического моделирования коэффициент усиления УМ достигает значения 23 дБ в полосе пропускания (–3 дБ) 67—90 ГГц, а возвратные потери по выходу превышают 12 дБ. КПД по добавленной мощности при входной мощности, равной точке компрессии 1 дБ по входу, на частоте 80 ГГц равен 10 %, при этом КГИ <0,5 %. Потребляемая мощность усилителя — 120 мВт от источников напряжения 1,5 В и 2,5 В. Линейные размеры топологии составляют 680×840 мкм (площадь — 0,57 мм²).

УМ проектировался для использования в составе микросхемы автомобильного ЛЧМ-радар (англ. FMCW Radar), поэтому наилучшие параметры схема демонстрирует в полосе 77—81 ГГц.

Список литературы

1. S. T. Nicolson, K. H. K. Yau, S. Pruvost, V. Danelon, P. Chevalier, P. Garcia, A. Chantre, B. Sauteuil, S. P. Voinigescu, A Low-Voltage SiGe BiCMOS 77-GHz Automotive Radar Chipset, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 5, pp. 1092-1104 (2008).
2. Impact of Level Probing Radars using Ultra-Wideband Technology on Radiocommunications Services: Report. — Rottach-Egern: Electronic Communications Committee, 2010. — 69 p.
3. F. Boes et al., "Multi-gigabit E-band wireless data transmission," 2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Phoenix, AZ, 2015, pp. 1-4.
4. H. Li, J. Chen, D. Hou, S. Peng and W. Hong, "A W-band power amplifier with LC balun in 0.13 μ m SiGe BiCMOS process," 2017 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT), Seoul, 2017, pp. 202-204.
5. J. Wursthorn et al., "SiGe power amplifier for automotive radar applications from 76 to 81 GHz," 2016 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM), San Diego, CA, 2016, pp. 1-4.
6. A. Medra, V. Giannini, D. Guermandi and P. Wambacq, "A 79GHz variable gain low-noise amplifier and power amplifier in 28nm CMOS operating up to 125°C," ESSCIRC 2014 - 40th European Solid State Circuits Conference (ESSCIRC), Venice Lido, 2014, pp. 183-186.
7. R. Ben Yishay, R. Carmon, O. Katz and D. Elad, "A high gain wideband 77GHz SiGe power amplifier," 2010 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, Anaheim, CA, 2010, pp. 529-532.

Интегральный выпрямитель ректенны для собирания энергии в диапазонах 1,8/2,4/5 ГГц

Синюкин А. С., Коноплев Б. Г.

Южный федеральный университет
ул. Шевченко, 2, корпус «Е», Таганрог, 347922, Россия
kbg@sfnedu.ru

Аннотация: Разработан эффективный выпрямитель-умножитель ректенны для собирания энергии на рМОП-транзисторах без усложнения типовой КМОП-технологии. Предложены модели умножителя напряжения Диксона, учитывающие падение напряжения на МОП-транзисторах в режимах как сильной, так и слабой инверсии.

1. Введение

Для обеспечения питания автономных приборов различного назначения (беспроводных датчиков, RFID-меток и др.) применяют ректенны, собирающие энергию из окружающей среды в СВЧ-диапазонах (сотовая связь, WiFi и др.) [1]. Ректенна состоит из антенны с элементами согласования импедансов и выпрямителя-умножителя, обеспечивающего необходимое для питания прибора напряжение постоянного тока. Для создания сверхминиатюрных автономных однокристальных приборов малой стоимости важно обеспечить возможность накопления требуемой энергии при малых уровнях входной мощности и использовании типовых технологий производства интегральных схем.

При очень малых уровнях входной мощности, поступающей от антенны, применяются протоколы организации работы приборов с разделением во времени фазы накопления собираемой энергии в накопительном конденсаторе T_h и фазы получения, обработки и выдачи информации T_a [2].

В данной работе приведены результаты разработки и исследования интегрального многокаскадного выпрямителя-умножителя напряжения, предназначенного для собирания в составе ректенны энергии при нановаттных уровнях входной мощности (ток менее 1 мкА, амплитуда входного напряжения V_a не более 100 мВ).

2. Высокоэффективный интегральный выпрямитель для типовых нанометровых КМОП-технологий

В качестве преобразователей переменного тока в постоянный применяются различные варианты выпрямителя-умножителя напряжения Диксона на основе МОП-транзисторов в диодном включении [3-6].

На рис. 1 представлены результаты моделирования в среде Tanner T-Spice (модель транзистора BSIM4) восьмикаскадного выпрямителя-умножителя, спроектированного с использованием САПР MICROWIND&DSCH для типовой КМОП-технологии 90 нм [7].

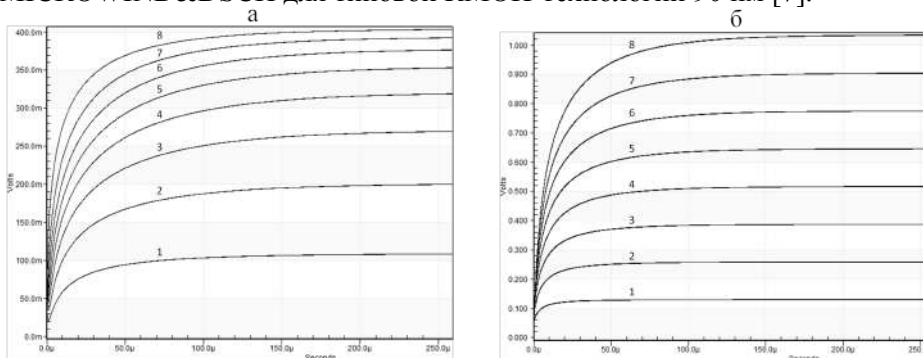


Рис. 1. Переходные процессы в выпрямителе (цифрами обозначены номера каскадов): типовая схема (а) и предлагаемый вариант (б)

Выпрямитель (рис. 1а) выполнен на пМОП-транзисторах с выводами подложки, соединенными с общей шиной [4-6]. При такой схеме напряжение исток-подложка возрастает для транзисторов старших каскадов, что приводит к увеличению падения прямого напряжения на диодах и снижению эффективности многокаскадного выпрямителя-умножителя: уменьшению приращения выходного напряжения по мере увеличения числа каскадов (см. рис. 1а, верхние кривые).

Для повышения эффективности выпрямителей приходится использовать более сложные КМОП-технологии с диэлектрической изоляцией [4], с уменьшенным пороговым напряжением V_{th} транзисторов [5] и др., что приводит к удорожанию приборов.

В работе предложен вариант построения выпрямителя-умножителя на рМОП-транзисторах в диодном включении с выводами подложки, соединенными со стоками, что позволяет исключить негативное влияние подложки без усложнения типовой технологии. Из результатов моделирования (см. рис. 1б) видно, что приращение выходного напряжения по мере увеличения числа каскадов не уменьшается.

Проведенные исследования показали возможность построения эффективных выпрямителей для работы в диапазонах частот 1,8/2,4/5 ГГц по типовым технологиям 90, 65 и 45 нм при входных напряжениях 100-25 мВ и токах 100-10 нА.

3. Модель умножителя напряжения Диксона на основе нанометровых МОП-транзисторов

При анализе умножителя напряжения Диксона ранее использовались модели, не учитывающие реальное падение напряжения на диодах [3-6], что приводит к большим погрешностям и не позволяет применять эти модели в подпороговых режимах МОП-транзисторов.

В данной работе на основе EKV модели транзистора [8] предложены модели умножителя напряжения Диксона, учитывающие падение напряжения на МОП-транзисторах в режимах как сильной, так и слабой инверсии. Для режима слабой инверсии:

$$V_{Dk+1} = \phi_T \ln(I/I_0) + V_{T0}/n + (n-1)[V_k + V_a C/(C + C_s)]/n; \quad (1)$$

$$V_{k+1} = V_k + V_a C/(C + C_s) - V_{Dk+1} - I/(C + C_s)/f, \quad (2)$$

где V_k , V_{k+1} – напряжения в соседних узлах; n – фактор наклона; ϕ_T – температурный потенциал; C – емкость связи; C_s – паразитная емкость; V_{Dk+1} – напряжение на диоде; I – ток нагрузки; I_0 – характеристический ток транзистора; для нулевого узла $k = 0$, $V_k = 0$.

Для схемы с выводами подложки, соединенными со стоками:

$$V_D = \phi_T \ln(I/I_0) + V_{T0}/n. \quad (3)$$

Расчеты, выполненные с использованием выражений (1 – 3), хорошо согласуются с результатами моделирования (см. рис. 1). Предложенные модели могут применяться для предварительных оценок при проектировании многокаскадных выпрямителей-умножителей.

4. Заключение

Предложен вариант построения выпрямителя-умножителя ректенны для собирания энергии на рМОП-транзисторах в диодном включении с выводами подложки, соединенными со стоками, что позволяет исключить негативное влияние подложки без усложнения типовой КМОП-технологии. На основе EKV модели транзистора разработаны модели умножителя напряжения Диксона, учитывающие падение напряжения на МОП-транзисторах в режимах как сильной, так и слабой инверсии. Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 19-37-90018.

Список литературы

1. Donchev E., Pang J.S., Gammon P. M., Centeno A., Xie F., Petrov P.K., Breeze J.D., Ryan M.P., Riley D.J., Alford N.M. The rectenna device: From theory to practice (a review) // MRS Energy & Sustainability: A Review Journal. 2014. № 6. P. 1-34.
2. Stoopman M., Philips K., Serdijn W.A. An RF-powered DLL-based 2.4-GHz Transmitter for autonomous wireless sensor nodes // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2017. Vol. 65. №7. P. 2399-2408.
3. Dickson J.F. On-chip high-voltage generation in MNOS integrated circuits using an improved voltage multiplier technique // IEEE Journal of Solid-State Circuits. 1976. Vol. SC-11. № 3. P. 374-378.
4. Curty J-P., Joehl N., Krummenacher F., Dehollain C., Declercq M.J. A model for μ -power rectifier analysis and design // IEEE Transactions on Circuits and Systems. 2005. Vol. 52. № 12. P. 2771-2779.
5. Sheu M.-L., Tiao Y.-S., Fan H.-Y., Huang J.-J. Implementation of a 2.45 GHz Passive RFID Transponder Chip in 0.18 μ m CMOS. Journal of Information Science and Engineering. 2010. Vol. 26. №2. P. 597-610.
6. Shokrani M.R., Khoddam M., Hamidon M.N.B., Kamsani N.A., Rokhani F.Z., Shafie S.B. An RF energy harvester system using UHF micropower CMOS rectifier based on a diode connected CMOS transistor. // The Scientific World Journal. Hindawi Publishing Corporation. 2014. Article ID 963709. 11 p.
7. MICROWIND&DSCH. User's Manual. INSA. Ver. 3.5. 2010. 144 p.
8. Enz C.C., Vittoz E.A. Charge-based MOS transistor modeling. Chichester: Wiley, 2006. 303 p.

Разработка синтезатора частот W-диапазона на основе 130 нм SiGe БиКМОП технологии

Кожемякин А. С., Кравченко И. В., Вертегел В. В.

Инжиниринговый центр изделий микро- и нанoeлектроники

Севастопольский государственный университет

ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация

ASKozhemyakin@sevsu.ru

Аннотация: Представлены результаты моделирования топологии синтезатора частот W-диапазона, разработанного на основе 130 нм SiGe БиКМОП технологического процесса. Разработанный синтезатор обеспечивает диапазон перестройки по частоте 77—81 ГГц. Уровень фазового шума на выходе не превышает $-87,4$ дБн/Гц при отстройке частоты на 1 МГц в полосе рабочих частот. Потребляемая мощность не превышает 210 мВт при напряжениях питания в диапазоне 1,2—3,3 В.

1. Введение

В автомобильной радиолокации, где в основном используются узкополосные радары диапазона частот 24 ГГц, все большую популярность приобретают однокристалльные радары с линейной частотной модуляцией непрерывного действия (англ. *Frequency-Modulated Continuous Wave, FMCW*), работающие в диапазоне частот 76—81 ГГц и оснащенные антенной с изменяемой диаграммой направленности. При переходе на указанный диапазон частот, разрешающая способность радара по дальности, точность определения расстояния до цели и ее относительной скорости увеличивается в несколько раз благодаря большей полосе рабочих частот, которая доступна в W-диапазоне [1]. При этом, поддиапазон 76—77 ГГц используется для радаров большой дальности, а 77—81 ГГц — для средней и малой дальности с высоким разрешением.

Одним из ключевых функциональных блоков FMCW-радара является синтезатор частот, который необходим для формирования сигнала, частота которого изменяется линейно во времени. В настоящей работе представлены результаты разработки структурной и принципиальной схемы, а также топологии синтезатора частот для однокристалльного автомобильного радиолокатора W-диапазона частот в 130 нм SiGe БиКМОП технологии.

2. Разработка структурной и принципиальной схемы

Традиционно, в миллиметровом диапазоне синтезаторы частот строятся на основе петли фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Для уменьшения шага сетки синтезируемых частот и уменьшения времени перестройки, разработанный синтезатор выполнен на основе ФАПЧ с дробным значением коэффициента деления (рисунок 1). Синтезаторы частот W-диапазона с дробным коэффициентом деления представлены в источниках [2—4].

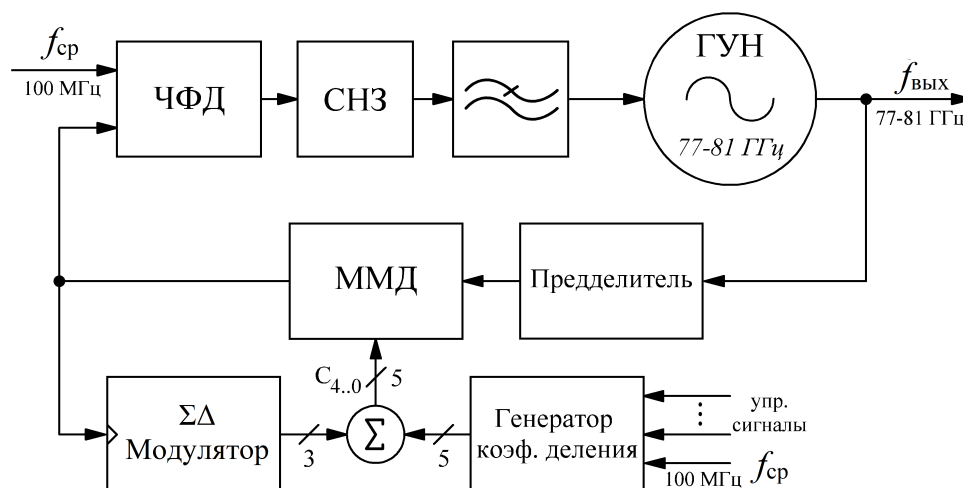


Рисунок 1 — Структурная схема синтезатора частот W-диапазона

Синтезатор частот включает в себя генератор, управляемый напряжением (ГУН), который построен на основе симметричной схемы Колпитца. Разработанный ГУН обеспечивает перестройку частоты выходного сигнала 76,8—81,2 ГГц при изменении управляющего напряжения в диапазоне 0,1—1,5 В. Потребляемая мощность составляет 43,2 мВт при напряжении питания 3,3 В.

Делитель частоты в петле обратной связи ФАПЧ состоит из предделителя и мультимодульного делителя частоты. Предделитель состоит из четырёх каскадов с общим коэффициентом деления 16. Мультимодульный делитель частоты обеспечивает коэффициент деления в диапазоне от 32 до 63 при минимальной частоте входного сигнала 10 ГГц.

Для формирования дробной части коэффициента деления в разработанном синтезаторе применён 11-разрядный сигма-дельта модулятор 3-го порядка с последовательным шумоподавлением (англ. *Multi-stage noise shaping, MASH*). Генератор коэффициента деления используется для формирования необходимой последовательности коэффициентов деления частоты петли ФАПЧ в зависимости от основных параметров ЛЧМ-сигнала: начальной частоты, длительность одного отсчета, приращения по частоте за один отсчет и количества отсчетов. Разработанная схема синтезатора позволила достичь разрешения по частоте 781,3 кГц.

3. Результаты моделирования

Основными результатами моделирования топологии синтезатора частот являются зависимости уровня выходной мощности и фазового шума при отстройке частоты на 1 МГц от частоты осцилляций синтезатора. Указанные зависимости представлены на рисунке 2.

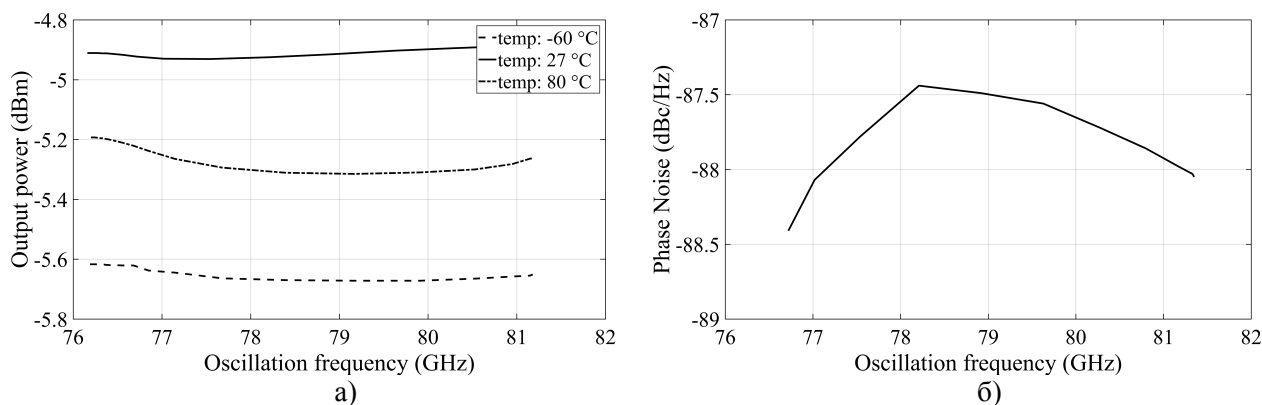


Рисунок 2 — Результаты моделирования топологии синтезатора: зависимость уровня выходной мощности (а) и фазового шума при отстройке частоты на 1 МГц (б) от выходной частоты синтезатора

4. Заключение

В статье представлены результаты разработки синтезатора частот с дробным коэффициентом деления для автомобильного ЛЧМ-радиолокатора диапазона частот 77—81 ГГц. При нормальных условиях неравномерность выходной мощности генератора в диапазоне рабочих частот составляет 0,05 дБм. Уровень фазового шума при отстройке частоты на 1 МГц в диапазоне рабочих частот не превышает -87,4 дБн/Гц при температуре 27 °С. Общая потребляемая мощность составляет 210 мВт в диапазоне напряжений питания 1,2—3,3 В.

Список литературы

1. Keysight Technology How mmWave Automotive Radar Enhances ADAS and Autonomous Driving: White papers [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.keysight.com/zz/en/assets/7018-06176/white-papers/5992-3004.pdf> (дата обращения: 05.01.2020).
2. Milosavljević I.M. et al. A highly linear and fully-integrated FMCW synthesizer for 60 GHz radar applications with 7 GHz bandwidth // Analog Integr. Circuits Signal Process. Department of Electronics, School of Electrical Engineering, University of Belgrade, Bulevar kralja Aleksandra 73, Belgrade, Serbia: Springer New York LLC, 2017. Vol. 90, № 3. P. 591–604.
3. Vovnoboy J. et al. A fully integrated 75-83 GHz FMCW synthesizer for automotive radar applications with -97 dBc/Hz phase noise at 1 MHz offset and 100 GHz/mSec maximal chirp rate // 2017 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC), Honolulu, HI, 2017. P 96-99.
4. Park J. et al. 76-81-GHz CMOS transmitter with a phase-locked-loop-based multichirp modulator for automotive radar // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. School of Electrical Engineering, Chung-Ang University, Seoul, 156-756, South Korea: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2015. Vol. 63, № 4. P. 1399–1408.

Моделирование твердотельного источника хаотических колебаний диапазона 20-100 ГГц

^{1,2} Ефремова Е.В.

¹Институт радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН
г. Москва, 125009, Российская Федерация

²Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет)
г. Долгопрудный, 141701, Российская Федерация
efremova@cplire.ru

Аннотация: В работе предложена модель источника хаотических колебаний диапазона частот 20-100 ГГц на основе библиотеки элементов кремний-германиевой технологии 130 нм. Исследована динамика системы и ее энергетические характеристики. Модель может быть использована для создания экспериментального образца микросхемы генератора хаоса.

1. Введение

Широкополосные и сверхширокополосные системы имеют большой потенциал с точки зрения применения их для передачи информации и беспроводного определения местоположения [1] в локальных беспроводных сетях связи и робототехнических системах. Хаотические колебания как перспективный представитель класса сверхширокополосных сигналов находят применение в задачах передачи информации [2], радиолокации [3], навигации, в сенсорных сетях.

Активное развитие систем 5G [4] предполагает освоение частотного диапазона от 6 до 100 ГГц [5], что требует создания соответствующей элементной базы.

В работе [6] была экспериментально подтверждена возможность реализации систем с хаотической динамикой на современных технологиях интегральной микроэлектроники на примере микросхемы генератора хаотических колебаний диапазона 3-7 ГГц, выполненной на технологии SiGe 250 нм. Впоследствии был разработан ряд моделей генераторов хаоса с частотами до 50 ГГц [7].

В данной работе предложена и исследована модель твердотельного источника хаотических колебаний диапазона 20 -100 ГГц в интегральном исполнении на основе кремний-германиевой технологии 130 нм.

2. Моделирование

Модель генератора представляет собой автоколебательную систему на основе двух биполярных транзисторов. При моделировании использовались элементы технологической библиотеки кремний-германиевой технологии IHP SG13S.

Структура автоколебательной системы разработана таким образом, чтобы основная мощность хаотических колебаний на выходе системы лежала в диапазоне частот 20-100 ГГц.

Система демонстрирует устойчивую генерацию хаотических колебаний в широком диапазоне управляющих параметров. Бифуркационная диаграмма режимов модели генератора приведена на рис. 1. В качестве бифуркационного параметра использовано напряжение питания генератора. Зависимость спектральной плотности мощности сигнала от частоты в хаотическом режиме работы системы приведена на рис. 2.

3. Заключение

Предложена и исследована модель источника сверхширокополосных хаотических колебаний в диапазоне частот 20-100 ГГц на основе кремний-германиевой технологии 130 нм, которая может быть использована для разработки экспериментального макета микросхемы генератора.

Список литературы

1. Alarifi A., Al-Salman A., Alsaleh M., Alnafessah A., Al-Hadhrani S., Al-Amman M.A., Al-Khalifa H.S. Ultra Wideband Indoor Positioning Technologies: Analysis and Recent Advances // Sensors. 2016. V. 16. N. 5. P. 707.
2. Дмитриев А.С., Панас А.И. Динамический хаос. Новый носитель информации для систем связи. М.: Физматлит, 2002.
3. Xu H., Wang B., Han H. et al. Remote Imaging Radar with Ultra-Wideband Chaotic Signals Over Fiber Links // Int. J. Bifurc. and Chaos. 2015. V. 25. No 11. P. 1530029.
4. Agiwal M., Roy A., Saxena N. Next Generation 5G Wireless Networks: A Comprehensive Survey // IEEE Comm. Surveys & Tutorials, V. 18. N. 3. P. 1617.

5. Technical feasibility of IMT in bands above 6 GHz // Report ITU-R M.2376-0. 07/2015.
6. Efremova E.V., Dmitriev A.S. Ultrawideband microwave 3–7 GHz chaotic oscillator implemented as SiGe integrated circuit // Springer Proc. in Phys. 2017. V. 191. P. 71.
7. Ефремова Е.В. Модель источника хаотических колебаний диапазона 30-50 ГГц в интегральном исполнении // Письма в ЖТФ. 2019. Т. 45. № 23. С. 3.

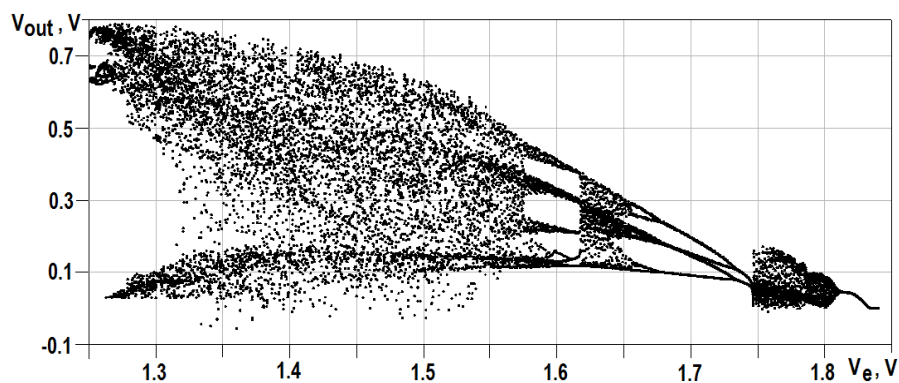


Рис. 1. Бифуркационная диаграмма смены режимов генератора

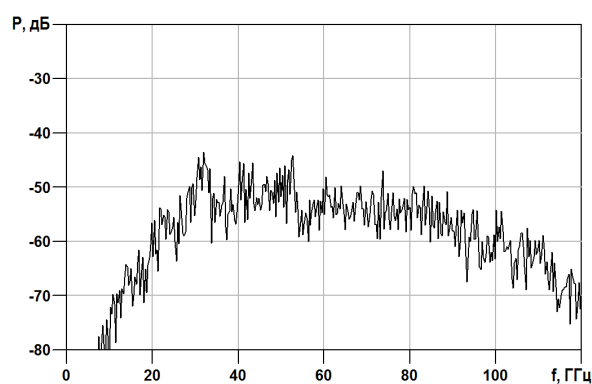


Рис. 2. Спектр мощности сигнала на выходе генератора

Методика последовательного моделирования тепловых процессов

^{1,2} Калганов А. А., ² Лисиенко В. Г., ² Калганова А. П.,

¹ АО «НПО автоматики им. академика Н.А. Семихатова»
ул. Мамина-Сибиряка, 145, Екатеринбург, 620075, Российская Федерация
avt@npoa.ru

² ФГАОУ ВО «Уральский Федеральный Университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина»
ул. Мира, 19, Екатеринбург, 620002, Российская Федерация

Аннотация: В данной работе предлагается новый подход к моделированию тепловых процессов для радиоэлектронной аппаратуры. Метод представляет собой последовательное моделирование тепловых процессов с помощью программных пакетов «ANSYS» и «АСОНИКА-ТМ». Полученные расчётные температуры подтверждены экспериментально.

1. Введение

В настоящее время всё актуальнее становится проблема освоения космического пространства. Освоение космического пространства производится с целями научных исследований, покорения новых планет, повышения общетехнического уровня Российской Федерации, создания глобальных систем навигации и связи, поиска и освоения полезных ресурсов. Для достижения данных целей создана и развивается ракетно-космическая отрасль. Отрасль в ходе своего развития сталкивалась и сталкивается со многими задачами, в частности с задачей создания новых ракет-носителей, предназначенных для выведения полезной нагрузки на околоземную орбиту и способных вывести эту нагрузку с максимальной точностью и минимальными затратами ресурсов.

Процесс создания ракет-носителей связан с необходимостью обеспечения функционирования радиоэлектронной аппаратуры систем управления. В условиях технического прогресса происходит рост потребляемой системой управления энергии, что приводит к увеличению тепловой мощности оборудования, а в связи с требованиями по уменьшению габаритных размеров приборов происходит гораздо более быстрый их нагрев. Перегрев способствует снижению надёжности, что недопустимо в данной сфере применения, потому что в случае отказа системы управления в полёте ракета-носитель, как и полезная нагрузка, не выполняют возложенные задачи. Наиболее остро проблема становится при выведении на околоземную орбиту пилотируемых кораблей, потому что в данной ситуации подвешиваются риски жизни экипажа.

В специализированных изданиях, связанных с исследованиями в области создания ракетно-космической техники, часто встречаются материалы исследований, проводимых в рамках описанной темы. Исследования, как правило, направлены на создание новых либо оптимизацию существующих способов и средств стабилизации теплового режима космических аппаратов. Реже исследования направлены на создание способов и средств предотвращения перегрева либо переохлаждения составных частей ракет-носителей. Это связано со значительно меньшим временем работы ракеты-носителя по сравнению со временем работы космического аппарата.

Основываясь на вышеизложенном объектом исследования выбраны бортовые радиоэлектронные приборы систем управления ракетами-носителями.

2. Описание методики моделирования

Первая часть расчёта осуществляется с помощью программного комплекса «ANSYS» в два этапа:

- расчёт модели верхнего уровня (в качестве граничного условия первого рода использована температура воздуха вокруг БВК, которая определяется условиями эксплуатации);
- расчёт модели среднего уровня (источник вторичного электропитания с установленными модулями преобразования напряжения, являющимися в рассматриваемой модели сложными микросборками) с заданием граничных условий первого рода на модулях преобразования напряжения, полученных в результате расчёта модели верхнего уровня.

Вторая часть расчёта включает в себя расчёт каждой отдельно взятой платы из состава объекта моделирования с заданием граничных условий первого рода, полученных в результате расчёта модели верхнего уровня.

На каждом из этапов методика подробно раскрывает порядок создания и расчёта каждой из используемых в расчёте моделей.

Например, геометрия модели верхнего уровня создаётся в пакете прикладного моделирования «SolidWorks» путём упрощения конструкторской модели прибора до композиции из нескольких простейших геометрических тел:

- платы и стенки корпуса упрощаются до твердотельных сплошных плоскостей с геометрическими размерами, равными размерам плат и стенок моделируемого прибора;
- микросборки сложной конструкции упрощаются до сплошных параллелепипедов с геометрическими размерами, равными размерам корпуса микросборки сложной конструкции;
- стенки, платы и сложные микросборки после упрощения объединяются в общую модель полностью соответствующую реальному прибору;
- полученная объединённая модель помещается в середину сплошного параллелепипеда (при задании физических свойств на этапе формирования расчётной конечно-элементной модели указанному параллелепипеду задаются физические свойства воздуха), линейные размеры которого в два раза превышают линейные размеры прибора.

3. Заключение

В ходе исследования проведён сравнительный анализ различных методов моделирования тепловых процессов, предварительно разработана методика последовательного моделирования тепловых процессов с помощью программных комплексов «ANSYS» и «АСОНИКА-ТМ», проведён расчёт радиоэлектронного прибора из состава системы управления ракетой-носителем, расчёт и, соответственно, методика подтверждены экспериментально. Промежуточные результаты были представлены на 28-ой международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» в 2018 г. [4]

В ходе дальнейшей работы был уточнён ряд расчётных коэффициентов, используемых в методике, и проведён расчёт другого радиоэлектронного прибора из состава системы управления ракетой-носителем. Эксперимент по оценке теплового режима показал отклонение от расчётных значений не более 3%.

Список литературы

1. Бруйка В. А. Инженерный анализ в ANSYS Workbench. Самара : Самар. гос. техн. ун-т, 2010. 271 с.
2. Дремин В. Ф.. Защита аппаратуры от внешних воздействующих факторов : учеб. пособие. Екатеринбург: УрФУ, 2011. 176 с.
3. Жуковский В. С. Основы теории теплопередачи. Ленинград : Энергия, 1969. – 224 с.
4. Калганов А. А., Лисиенко В. Г. Методика последовательного моделирования тепловых процессов // 28-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2018 (Севастополь, 9—15 сент. 2018 г.). 2018. С. 1400—1404.
5. Коздоба Л. А. Методы решения нелинейных задач теплопроводности. Москва : Наука, 1975. 226 с.
6. Розенфельд Л. М. Примеры и расчёты холодильных машин и аппаратов. Москва : государственное издательство торговой литературы, 1960. 236 с.
7. Фокин В. Г. Метод конечных элементов в механике деформируемого твёрдого тела. Самара : Самар. гос. техн. ун-т, 2010. 131 с.
8. Чигарев А. В. ANSYS для инженеров. Москва : Машиностроение, 2004. 513 с.
9. Юдаев Б. Н. Техническая термодинамика, теплопередача. Москва: Высш. шк., 1988. 479 с.
10. ANSYS verification manual. ANSYS, inc. : Southpoint 275 Technology Drive Canonsburs, PA, 2004. 660 p.
11. ANSYS CFX, Release 10.0: Installation and Overview. ANSYS, inc. : Southpoint 275 Technology Drive Canonsburs, PA, 2005. 2602 p.

Разработка и исследование широкополосного 30 МГц — 1 ГГц дифференциального корректора скважности

Поморев А.С., Ветров И.Л.

ООО «Инжиниринговый центр СевГУ», Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, ул. Университетская, 33, 299001, Российская Федерация
ASPotmorev@sevsu.ru

Аннотация: В данной работе представлены результаты разработки и моделирования топологии широкополосного корректора скважности в технологии 0,18 мкм SiGe БУКМОП. Разработанный корректор скважности позволяет получить сигнал на выходе с коэффициентом заполнения 50% с погрешностью, не превышающей 0,3% при подаче на вход сигнал, коэффициент заполнения которого может лежать в диапазоне от 40% до 60%. Корректор скважности отличается большим диапазоном рабочих частот 30 МГц — 1 ГГц, что позволяет его применять в широкополосных системах.

1. Введение

Корректоры скважности (КС) нашли своё применение для коррекции тактовых сигналов для разных систем и блоков, таких как оперативная память, АЦП, гетеродин в системах приёма/передачи[1]. Отличие коэффициента заполнения (КЗ) от 50% ведёт к сбоям работы оперативной памяти, изменяющейся частоты дискретизации АЦП, наличию фазовых ошибок в системах приёма или передачи. Из вышесказанного, можно сделать вывод что КС является важным элементом вышеперечисленных систем. Рассмотренные в статьях КС [1—4] имеют ряд недостатков: низкая точность выходного сигнала, малый диапазон рабочих частот, отсутствие дифференциального выходного сигнала, сложность. В данной работе выполнена разработка КС, лишённого данных недостатков, а также проведено моделирование топологии разработанного КС.

2. Теория

Корректоры скважности (КС), необходимы для формирования выходного сигнала с КЗ максимально близким к 50%, при входном сигнале с коэффициентом заполнения, значительно от него отличающимся. Все КС условно можно разделить на 2 типа: цифровые и аналоговые. К преимуществам цифровых КС по отношению к аналоговым можно отнести низкое напряжение питания, низкое потребление на низких частотах, а к недостаткам — сложность реализации, необходимость наличия КМОП быстродействующей логики, меньший диапазон рабочих частот.

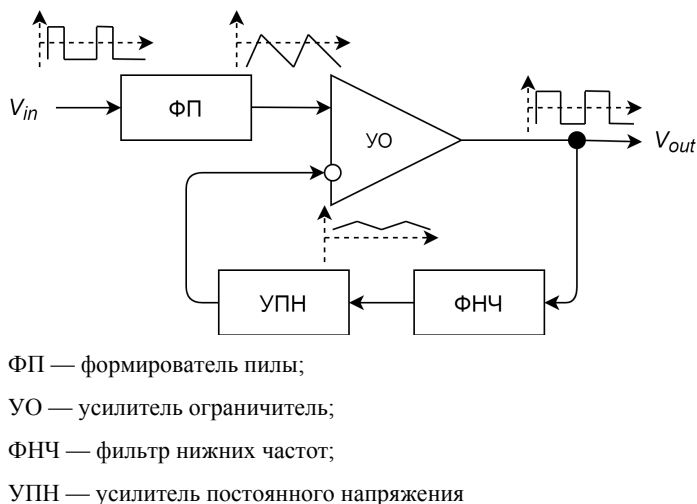


Рис 1. Структурная схема разработанного корректора скважности

Входной сигнал в виде прямоугольных импульсов подаётся на вход ФП. Далее, сигнал подаётся на положительный вход усилителя-ограничителя для нормирования уровня выходного напряжения. При скважности на входе 50%, сигнал на выходе ФНЧ не имеет постоянной составляющей, так как длительность положительного импульса равна длительности отрицательного импульса. В этом случае коррекция скважности не происходит, так как на отрицательный вход УО подаётся сигнал с нулевой постоянной составляющей. При КЗ на входе КС отличающейся от 50%, на вход УПН поступает

сигнал с ненулевой постоянной составляющей и усиливается, добавляя смещение к пилообразному сигналу таким образом, чтобы на выходе КС был сигнал с КЗ 50%.

На рис. 2 показана топология разработанного корректора скважности.

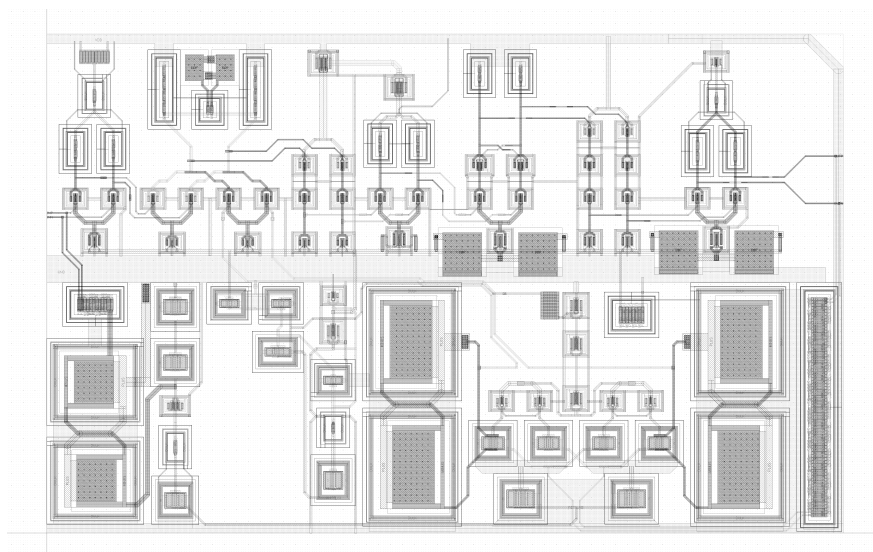


Рис 2. Топология разработанного корректора скважности

Размеры топологии составляют 340 мкм × 210 мкм. Активная площадь 0,07 мкм.

3. Результаты моделирования

В таблице 1 приведено сравнение разработанного КС с аналогами из статей[1—4].

Таблица 1 — Результаты моделирования широкополосного КС

	Эта работа	[1]	[2]	[3]	[4]
Технология	0,18 мкм БиКМОП	0,6 мкм КМОП	0,35 мкм КМОП	0,1 мкм КМОП	0,18 мкм КМОП
Тип	аналоговый	цифровой	аналоговый	аналоговый	цифровой
Напряжение питания, В	5	1,2	3,3	1,8	1,8
Диапазон рабочих частот, МГц	30—1000	350—1000	3—660	100—1300	800—1250
КЗ входного сигнала, %	40—60	10—90	30—70	25—75	40—60
Погрешность, %	< 0,3	< 1,4	2,5	< 1	0,4
Потребление, мВт	5	5,6	1,1	36	16
Площадь, мм ²	0,07	0,059	0,06	н/д	0,09

4. Заключение

Разработана принципиальная схема и топология широкополосного дифференциального КС, достоинствами которого является высокая точность КЗ выходного сигнала, наличие дифференциального выходного сигнала, широкий диапазон рабочих частот, простота реализации.

Список литературы

1. Chan-Hui J., Ammar A., Young-Jae M., In-Chul H., Soo-Won K. All-Digital Duty-Cycle Corrector With a Wide Duty Correction Range for DRAM Applications // IEEE TVLSI. Mag. 2016. Vol. 24, № 1. P. 363–367.
2. Poki C., Shi-Wei C., Juan-Shan L. A low power wide range duty cycle // Proc. of 2007 IEEE Asian Solid-State Circuits Conference (Jeju, South Korea, Jan. 7, 2007). P. 460–463.
3. Keun-Soo S., Cheul-Hee K., Nak-Kyu P., Kwan-Weon K., Young-Jung C., Jin-Hong A., Byong-Tae C. A single-loop DLL using an OR-AND duty cycle correction technique // Proc. of 2008 IEEE Asian Solid-State Circuits Conference (Fukuoka, Japan, Nov. 3–5, 2008). P. 245–248.
4. J.C. Ha, J.H. Lim, Y.J. Kim, W.Y. Jung and J.K. Wee. Unified all-digital duty-cycle and phase correction circuit for QDR I/O interface // Electronics Letters. 2008. Vol. 44, № 22. P. 1300–1301.

Разработка широкополосных квадратурных модулятора/демодулятора с автоматической коррекцией фазовой ошибки

Дученко Н.В., Поморев А.С., Харитонов С.А., Ковалевский Д.С., Ветров И.Л.

ООО «Инжиниринговый центр СевГУ», Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, ул. Университетская, 33, 299001, Российская Федерация
NVDuchenko@sevsu.ru

Аннотация: В данной работе представлены результаты разработки квадратурных модулятора и демодулятора с автоматической коррекцией фазовой ошибки в формирователе квадратурных сигналов на основе триггерного делителя частоты. Коррекция основана на методе изменения скважности путем выбора уровней ограничения пилообразного сигнала. В результате достигается фазовая ошибка не более $\pm 1^\circ$ в диапазоне частот от 0,03 до 1,0 ГГц при подаче на вход сигнала гетеродина со скважностью в пределах от 1,6 до 2,5. Разработка велась на SiGe технологическом процессе 0.18 мкм TSMC.

1. Введение

Квадратурные модуляторы (КМД) и демодуляторы (КДМ) нашли широкое применение в системах приёма и передачи. Такие системы могут работать с различными видами модуляции и обеспечивать высокие скорости передачи данных. Однако при проектировании таких систем разработчики сталкиваются с проблемой нарушения симметрии плеч балансных модуляторов/демодуляторов, отклонении фазового сдвига между сигналами гетеродина от 90° . Такие нарушения приводят к ухудшению чувствительности приёмника и подавления зеркального канала в передатчике. По этой причине важным элементом квадратурных модуляторов/демодуляторов являются цепи коррекции фазового разбаланса.

2. Теория

Неотъемлемой частью КМД/КДМ является формирователь квадратурных сигналов (ФКС). Основная задача ФКС состоит в формировании двух сигналов с частотой гетеродина, сдвинутых по фазе на 90° и имеющих одинаковую амплитуду. Широкополосные ФКС обычно строят на основе делителей частоты (ДЧ) [1], выполненных на D-триггерах. Требуемый сдвиг фаз в 90° получают подачей на вход ДЧ сигнала удвоенной частоты гетеродина и скважностью равной 2. Равенства амплитуд сигналов обеспечивают с помощью выходных усилителей ограничителей. В таком случае разность фаз и амплитуд выходных сигналов ФКС зависит только от технологического разброса параметров элементов и симметричности топологии ФКС. На практике технологический разброс параметров элементов даже при идеальном сигнале на входе ДЧ не позволяет получить идеальный фазовый сдвиг сигналов гетеродина и точное равенство их амплитуд, т.е. ведет к появлению фазовых и амплитудных ошибок ФКС. Как известно, наличие фазовых и амплитудных ошибок существенно ухудшает подавление боковой полосы в КМД, а в КДМ фазовый разбаланс сигналов гетеродина передается на выход, а амплитудный разбаланс усиливается последующими каскадами. Зависимость подавления боковой полосы от фазового и амплитудного разбалансов известна и показана в [2, 22] на рисунке 56.

Для работы ФКС на основе D-триггеров необходим сигнал удвоенной частоты гетеродина. Он может быть внешним или формироваться непосредственно в самом ФКС с помощью встроенного удвоителя частоты. Разработанные КМД и КДМ имеют встроенный удвоитель частоты, реализованный на основе балансного смесителя.

Внешний сигнал частоты гетеродина, имеющий некоторую скважность поступает на корректор скважности. Задачей корректора является формирование сигнала с частотой гетеродина и скважностью максимально приближенной к 2. Принцип работы корректора скважности описан в работе [3]. Он основан на формировании сигнала пилообразной формы, с равными площадями положительного и отрицательного полупериодов. Далее сигнал пилообразной формы поступает на вход квадратора, выполненного на основе балансного смесителя. На выходе квадратора присутствуют переменная составляющая с удвоенной частотой гетеродина и постоянная составляющая, используемая в качестве сигнала обратной связи корректора скважности.

Переменная составляющая удвоенной частоты поступает на ДЧ в качестве исходного сигнала. Поскольку скважность этого сигнала отличается от 2, то между квадратором и ДЧ имеется второй

корректор скважности, работающий на удвоенной частоте гетеродина. Здесь коррекция скважности производится с учетом сигнала, поступающего от схемы коррекции фазовой ошибки выходных сигналов ФКС. Принцип работы коррекции фазовой ошибки в формирователе квадратурных сигналов более подробно описан в [4].

3. Результаты моделирования

В результате моделирования КМД и КДМ с автоматической коррекцией фазовой ошибки ФКС удалось получить результаты, показанные в таблицах 1 и 2, соответственно. Условия моделирования КМД и КДМ:

- напряжение питания 5 В;
- частота модулирующих сигналов $F_{bb} = 10$ МГц;
- мощность входных сигналов для КМД $P_{bb} = -7$ дБм;
- мощность сигнала гетеродина $P_{lo} = -10$ дБм;
- коэффициент заполнения сигнала гетеродина $d = 0,4$;

Таблица 1 — Результаты моделирования КМД с автоматической коррекцией фазовой ошибки

Параметр	Частота гетеродина, F_{lo} МГц			
	30	200	500	1000
Выходная мощность, дБм	1,03	0,9	0,65	-1
Коэффициент усиления по напряжению, дБ	-0,5	-0,7	-1	-2,7
Одноразовая компрессия P_{1dBout} , дБ	4	4,3	4,2	2,7
Подавление сигнала гетеродина, дБн	48	48,8	49,1	51
Подавление паразитной боковой, дБн	46	57,3	69,9	58
Подавление гармоники $F_{lo}+2F_{bb}$, дБн	43,9	77,5	95	67
Подавление гармоники $F_{lo}+3F_{bb}$, дБн	43,3	45,7	47,4	55,5

Таблица 2 — Результаты моделирования КДМ с автоматической коррекцией фазовой ошибки

Параметр	Частота гетеродина, F_{lo} МГц		
	70	330	1000
Одноразовая компрессия P_{1dBout} не менее, дБм	3		
Фазовая ошибка I/Q , град.	0,14	0,05	0,28
Амплитудная ошибка I/Q , дБ	0,22	0,22	0,25
Коэффициент шума не более, дБ	10	10	10
Ток потребления не более, мА	35		
Коэффициент преобразования не менее, дБ	35		

4. Заключение

Разработаны широкополосные КМД и КДМ с автоматической коррекцией фазовой ошибки ФКС. Основным достоинством которой является её полное интегральное исполнение. Недостатком является наличие цепей обратной связи в гетеродинном тракте, что может повлиять на устойчивость схемы.

Список литературы

1. F., Filippov & S., Pomorev & A., Kharitonov & V., Duchenko & L., Vetrov & V., Vertegel & B., Gimpilevich. (2018). Design and Research of L- and S-band SiGe Integrated Quadrature Signal Generators. Nanoindustry Russia. 488-497. 10.22184/1993-8578.2018.82.488.497.
2. ADL5375: technical description [Электронный ресурс] / Analog Devices. — Режим доступа: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADL5375.pdf> (дата обращения 10.05.2020)
3. Мальшин А.В., Ноздрин И.К., Крепак В.И. Корректор скважности синхросигнала // Вопросы радиоэлектроники. 2017. № 3. С. 90–93. УДК 621.3
4. Харитонов С.А. Автоматическая коррекция фазового сдвига в формирователе квадратурных сигналов на основе делителя частоты / Харитонов С.А., Дученко Н.В. // Цифровая и аналоговая электроника : матер. докл. XV-ой Междунар. молодежной науч.-техн. конф., РТ-2019, Севастополь, 14—18 октября 2019 г. — Севастополь : изд-во СевГУ, 2019. — С. 149.

Терагерцовая высокоорбитная giro-ЛБВ

Колосов С.В., Батура М.П., Зайцева И.Е.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
Минск, 220013, Беларусь
kolosov@bsuir.by

Аннотация: В данной работе приведены результаты поиска оптимальной конструкции высокоорбитной Гиро-ЛБВ, которая бы позволила уменьшить значение магнитостатического поля при работе на высоких частотах близких к терагерцовому диапазону, повысить коэффициент и полосу усиления и увеличить КПД Гиро-ЛБВ. Рассчитанный вариант Гиро-ЛБВ обладает электронным КПД 28% при полосе усиления 11% на рабочей частоте 600 ГГц.

1. Введение

В настоящее время большой интерес вызывает возможность создания генераторов и особенно усилителей терагерцового диапазона длин волн. Наиболее перспективными для этого представляются гирорезонансные приборы, которые обладают еще и большой выходной мощностью электромагнитного сигнала.

Возможности гирорезонансных приборов достаточно подробно описаны в обзоре [1]. Некоторые варианты реализации терагерцовых высокогармонических гиротронов с большими орбитами приведены в [2]. В таких приборах электроны вращаются вокруг оси прибора и взаимодействие электронов осуществляется с электромагнитными волнами с ненулевым азимутальным индексом, который и определяет номер гармоники от циклотронной частоты вращения электронов. В указанной работе приведены данные о высокоорбитных гиротронах, работающих на 2, 3 и 4-й гармониках гирочастоты. Однако КПД таких приборов не превышал 1% от мощности электронного потока, но при этом появилась возможность существенно в 2,3,4 раза уменьшить значение магнитостатического поля. В работе [3] приведен вариант создания высокоорбитной Гиро-ЛБВ, работающей на 8-й гармонике гирочастоты. КПД такой лампы не превышал 1%, коэффициент усиления всего 10ДБ, полоса усиления 4.3% и выходная мощность 500Вт. В работе [4] приведены результаты расчетов высокоорбитной Гиро-ЛБВ, работающей на четвертой гармонике гирочастоты и рабочей частоте 35 ГГц. Было показано, что электронный КПД может достигать 19% при полосе усиления 3.5% и длине лампы 125.6 Рад. В центральной части волновода располагался участок с поглощающим электромагнитные волны покрытием.

2. Результаты расчета giro-ЛБВ на рабочую частоту 600 ГГц

Описание математической модели процессов в Гиро-ЛБВ дано в работе [5]. Расчеты осуществлялись с помощью компьютерной программы Суго-К [6]. Для повышения коэффициента усиления была вдвое увеличена длина лампы по сравнению с вариантом приведенным в [4]. Кроме того, участок волновода с поглощающим покрытием разбивался на два участка, что позволило повысить КПД за счет улучшения фазовой группировки электронов, т.к. образовывался небольшой участок волновода где осуществлялась дополнительная фазовая группировка электронного потока. Для повышения КПД лампы магнитостатическое поле в конце волновода понижалось для сохранения условий синхронизма электронного потока с вращающимся электромагнитным полем волны H_{41} , т.к. при отборе поперечной энергии у вращающегося вокруг оси электронного потока он переходит на более низкую орбиту и начинает вращаться с большей поперечной скоростью, а понижающееся магнитостатическое поле сохраняет азимутальную скорость электронного потока и поддерживает условия синхронизма электронного потока с вращающимся электромагнитным полем волновода.

В результате поиска оптимальной конструкции Гиро-ЛБВ по значениям радиуса волновода, магнитостатического поля, тока электронного потока, pitch фактора и ускоряющего напряжения были получены следующие параметры Гиро-ЛБВ: ускоряющее напряжение – 103Квт ($\beta_0 = 0.5542$), электронный ток – 87А ($\sigma=0.0646$), pitch фактор – 1.447, нормированный радиус волновода

$$g = \frac{2\pi b}{\lambda_0} = 5.4332, \text{ магнитостатическое поле } F = \mu_0 e H_z^0(z) = \frac{1.7588 \cdot 10^{11} B_0 [T]}{2\pi f_0 [Hz]} = 0.28012, \text{ коэф-}$$

фициент усиления $K_{yc}=34Дб$. Интегральные характеристики данной Гиро-ЛБВ приведены на следующем рисунке.

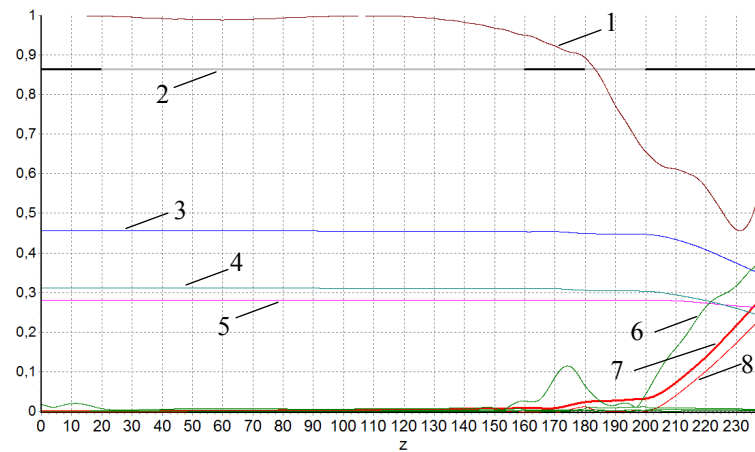


Рис.1. 1- функция группировки по первой гармонике рабочей частоты, 2 – профиль фолновода $g/(2\pi)$, 3 – среднее значение поперечной скорости электронов, 4 – среднее значение радиуса вращения электронов, 5 – нормированное значение магнитостатического поля, 6 – нормированное значение амплитуды электромагнитной волны H_{41} , 7 – электронный КПД, 8 – волновой КПД

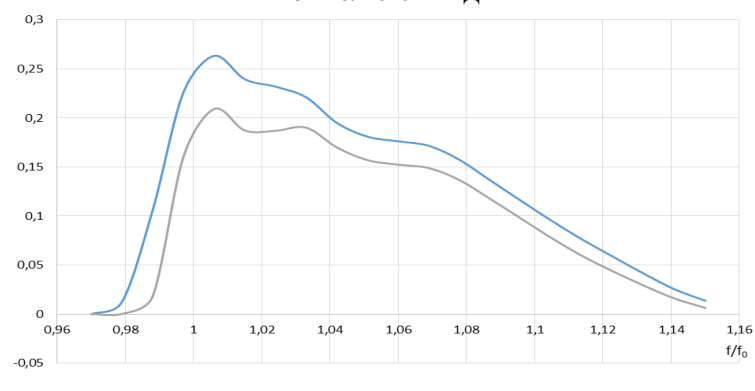


Рис. 2 Частотная характеристика Гиро-ЛБВ, сверху электронный КПД, снизу волновой КПД



Рис.3 Распределение модуля напряженности электромагнитного поля в продольном сечении волновода

3. Заключение

Оптимизированный вариант высокоорбитной Гиро-ЛБВ обладает электронным КПД 28%, волновым КПД 23% и полосой усиления 11% при рабочей частоте 600ГГц. Омические потери энергии в стенках волновода достигают 5% от мощности электронного потока. Требуемое значение магнитостатического поля составляет при этом всего 6[T].

Список литературы

1. M. Thumm, State-of the-Art of High Power Gyro-Devices and Free Electron Masers // KIT Scientific Reports 7750, 2017, 183p.
2. Furuno D.S., MkDermott, Kou C.S., Luhmann N.C., Operation of a Large-Orbit High-Harmonic Gyro-Traveling-Wave Tube Amplifier // IEEE Transaction on Plasma Science 18(3):313-320, July 1990.
3. Bandurkin I.V., Bratman V.L., Kalynov Yu.K., Osharin I., Terahertz Large-Orbit High-Harmonic Gyrotron at IAP RAS: Recent Experiment and New Designs // IEEE Transaction on Electron Devices PP(99):1-7, February 2018.
4. Колосов С. В. Сравнение возможностей высокоорбитной гиро-ЛБВ и пениотронного усилителя на H_{41} моде // Доклады БГУИР. - 2013. - № 7 (77). - С. 90 - 95.
5. Kolosov S.V. Optimization of microwave devices with irregular waveguide // LAP LAMPERT Academic Publishing RU, 2019, 192p.
6. Колосов С.В., Зайцева И.Е. Компьютерная программа GYRO-K для разработки и проектирования гирорезонансных приборов СВЧ // М. СВЧ электроника, 2017, №2, с.46-48.

Циклотронные защитные устройства СВЧ

Быковский С.В., Будзинский Ю.А., Котов В.Е., Николаев С.В., Саврухин О.А.

АО «НПП «Исток» им. Шокина»

г. Фрязино, 141190, ул. Вокзальная, 2а, Российская Федерация

bykovskiy@istokmw.ru

Аннотация: Рассмотрены и исследованы основные параметры устройств - отсутствие пиков просачивающейся мощности, верхняя граница линейности амплитудной характеристики в режиме пропускания и время восстановления параметров после окончания импульса мощности на входе.

1. Введение

В ряде современных радиолокационных систем в качестве входных каскадов приемных устройств используются циклотронно-защищенные комплексированные усилители (ЦЗКУ). Основным элементом ЦЗКУ, определяющим его защитные и полосовые свойства, является циклотронное защитное устройство (ЦЗУ). ЦЗУ характеризуются устойчивостью к входной СВЧ мощности до 5...10 кВт в импульсе, развязкой вход-выход в режиме защиты не менее 60 дБ, низким коэффициентом шума на уровне 0,7...1,2 дБ.

В статье рассмотрены наиболее важные качества ЦЗУ с точки зрения защитных свойств – отсутствие пиков просачивающейся мощности, сверхмалое время восстановления, верхняя граница линейности в режиме пропускания на уровне 0,5...5 мВт [1-4].

ЦЗУ – это вакуумный электронно-лучевой прибор, в котором электронный луч движется в про-

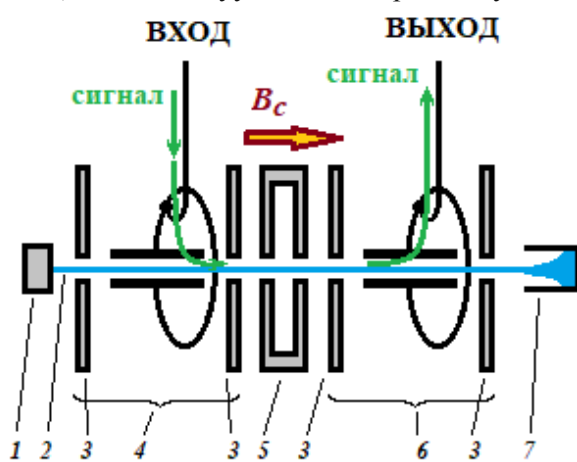


Рис. 1. Функциональная схема ЦЗУ в режиме пропускания. 1 – электронная пушка, 2 – электронный луч, 3 – диски, закрывающие входной и выходной объемные резонаторы, 4 – входной резонатор, 5 – разделительная секция, 6 – выходной резонатор, 7 – коллектор

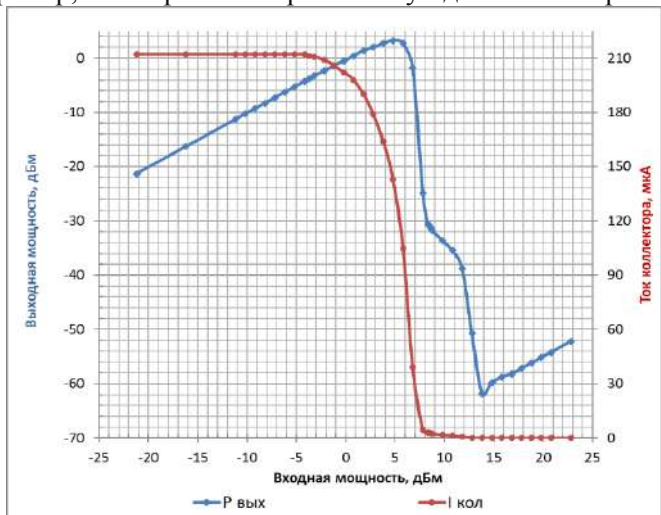


Рис. 2. Амплитудная характеристика ЦЗУ диапазона частот 9 ГГц и соответствующая зависимость тока коллектора от входной мощности

долном однородном магнитном поле и передает сигнал из входного резонатора в выходной за счет возбуждения в луче быстрой циклотронной волны (см. рис. 1). При увеличении входной мощности выше порогового уровня электронный луч на входе во входной резонатор разрушается под действием входной мощности, оседая в отверстии диска, закрывающего входной резонатор со стороны электронной пушки, и на ламелях входного резонатора на входе в зазор – ЦЗУ переходит в режим защиты.

2. Граница линейности ЦЗУ

Отклонение амплитудной характеристики ЦЗУ от линейного характера наступает при уровне СВЧ мощности на входе ЦЗУ, при котором начинается оседание электронов луча на стенках зазора в ламелях резонатора. Мощность, полученную от СВЧ электрического поля электронами луча, находящимися в зазоре, можно определить из выражения [3]:

$$P = \frac{I_0}{2(e/m)} \omega_c^2 R^2, \quad (1)$$

где I_0 – ток луча, e/m – отношения заряда электрона к массе, ω_c – круговая циклотронная частота, R – радиус циклотронного вращения электрона. Из (1) можно определить граничный уровень мощности $P_{гр}$, при котором краевые электроны луча при циклотронном вращении начнут касаться стенок электронного зазора. При типичных характеристиках стандартного ЦЗУ диапазона частот $f_c = 9$ ГГц: $I_0 = 200$ мкА, величине зазора 130 мкм и толщине луча 100 мкм, получаем $P_{гр} = 0,4$ мВт = -4 дБм.

Амплитудная характеристика ЦЗУ диапазона частот 9 ГГц приведена на рис. 2.

Незначительное оседание тока луча на стенках зазора (до 3...5 %) не приводит к заметной нелинейности амплитудной характеристики ЦЗУ. При общепринятой характеристике верхней границы линейности – компрессии коэффициента передачи на 1 дБ, верхняя граница линейности ЦЗУ диапазона частот 9 ГГц составляет 3...5 дБм.

3. Время восстановления параметров

Численные оценки показывают [4], что время восстановления ЦЗУ для частоты 9...10 ГГц составляет ≈ 10 нс. При этом предполагается идеальный задний фронт с нулевой длительностью завершения импульса СВЧ мощности.

На рисунках 3 и 4 представлены двухканальные осциллограммы, на которых показана мощность на входе ЦЗУ (желтый цвет) и сигнал на выходе ЦЗУ – шум в паузе между импульсами (синий цвет) для частоты 9,2 ГГц.

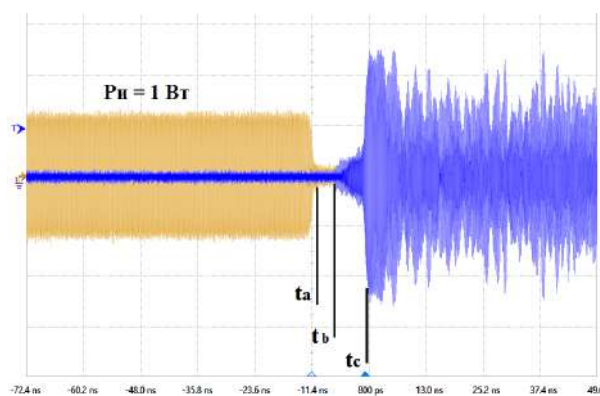


Рис.3. Осциллограмма СВЧ мощности на входе (1 Вт) и выходе ЦЗУ (9,2 ГГц)

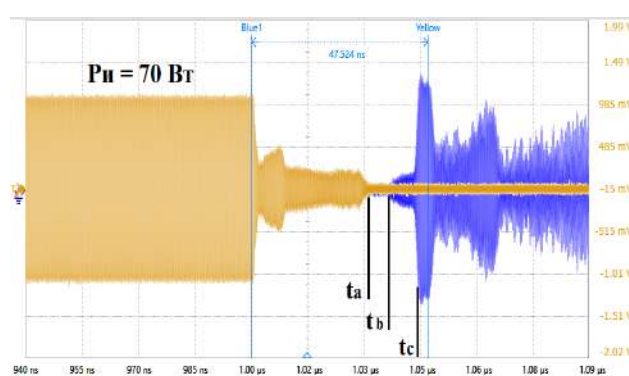


Рис. 4. Осциллограмма СВЧ мощности на входе (70 Вт) и выходе ЦЗУ (9,2 ГГц).

Интервал времени $t_a \dots t_b$ на рис.3 составляет 3,7 нс, на рисунке 4 – 5,3 нс.

5. Заключение

Циклотронные защитные устройства вполне обоснованно находят достаточно широкое применение в приемниках современных РЛС. Их во многом исключительные параметры обусловлены физическими принципами, на которых основана работа ЦЗУ:

- отсутствие пиков просачивающейся мощности обусловлено тем, что мощность на выход ЦЗУ может поступать лишь посредством электронного луча в пределах его энергетической емкости;
- сверхмалое время восстановления объясняется тем, что в основе работы прибора лежит взаимодействие с частицей, обладающей наиболее высокой подвижностью – электроном в вакууме;
- высокая граница линейности обусловлена отсутствием образования сгустков заряда и связанных с этим нелинейных явлений в процессе возбуждения электронного луча сигналом;
- низкий уровень коэффициента шума ЦЗУ связан с тем, что прибор работает на быстрой циклотронной волне, которая «охлаждается» во входном резонаторе.

Список литературы

1. Будзинский Ю.А. и др. Становление, развитие и перспективы СВЧ-приборов на циклотронном резонансе электронного потока // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. – 2013. – Вып.3. – С. 136-142.
2. Будзинский Ю.А. и др. Циклотронно-защищенное комплексированное устройство (ЦЗКУ) // Патент РФ на полезную модель № 43405. Заявл. 10.04.2003. Опубл. 10.01.2005. Бюл. № 1.
3. Быковский С.В. и др. Циклотронные защитные устройства: граница линейности и переход в режим защиты // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. – 2018. – Вып.3. – С. 43-49.
4. Быковский С.В. и др. Циклотронные защитные устройства: время восстановления параметров // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. – 2020. – Вып.1. – С. 12-21.

Коллектор многорежимного технологического гиротрона с экранированной магнитной системой

¹ Морозкин М. В., ¹ Проявин М. Д., ^{1,2} Мануилов В. Н., ¹ Глявин М. Ю.

¹ Институт прикладной физики РАН

г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация
morozkin@ipfran.ru

² Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского
г. Нижний Новгород, 603950, пр. Гагарина, 23, Российская Федерация

Аннотация: Проведен анализ движения электронного пучка в гиротроне с магнитной экранированной системой после области взаимодействия. Разработан коллектор для технологического гиротрона, способного работать в режимах с существенно разной рабочей частотой: 28, 34 и 45 ГГц на первой гармонике.

1. Введение

подавляющее большинство технологических комплексов на базе гиротронов [1] в качестве магнитных систем используют стандартные «теплые» электромагниты. Самые распространенные СВЧ-комплексы в настоящее время работают на частоте излучения 28 ГГц на второй гармонике циклотронной частоты. Однако, с прогрессом технологий и появлением новых прикладных задач повышаются требования к частоте и мощности гиротронов: актуальным становится увеличение мощности по крайней мере в несколько раз (до 20-30 кВт и более), при сохранении КПД всего комплекса на прежнем уровне, а также достижение более высоких частот (до 95 ГГц).

Проблема конкуренции мод, характерная для гиротронов на гармониках гирочастоты, резко упрощается при переходе на первую гармонику. В этом случае для сохранения энергопотребления магнитной системы на прежнем уровне можно использовать магнито-экранированные системы (МЭС) [2]. Эти системы, однако, резко меняют распределение магнитного поля в области коллектора гиротрона, за областью ферромагнитных экранов, делая его неадиабатическим. Задача равномерного осаждения мощного электронного пучка на коллектор относительно малого радиуса требует в данном случае отдельного рассмотрения. В настоящей работе оптимизация и моделирование коллекторной системы выполнены на примере мощного технологического гиротрона с МЭС на первой гармонике циклотронной частоты [3] с ускоряющим напряжением 24 кВ и током пучка 2.3 А, способного работать в диапазоне частот 28-45 ГГц.

2. Оптимизация многорежимного коллектора

Вследствие целого ряда технологических ограничений (диаметр теплого отверстия магнита, возможность прямого вывода СВЧ излучения на всех рабочих частотах без переизлучения в другие типы волн, и др.) для прототипа технологического многорежимного гиротрона был выбран коллектор относительно малого радиуса - 33 мм, рассеивающий в непрерывном режиме полную мощность пучка 55 кВт.

Сложность задачи оптимизации заключалась в том, что для всех трех сильно отличающихся (почти вдвое для крайних значений) величин рабочих магнитных полей необходимо было обеспечить примерно одинаковую рабочую зону коллектора при примерно одинаковой пиковой плотности мощности, не превышающей 0.5 кВт/см². Для каждой из трех величин рабочих магнитных полей (1 Тл, 1.3 Тл и 1.8 Тл) применялся свой метод оптимизации, учитывающий специфику движения электрона в области ферромагнитного экрана, а для компенсации смещения рабочей зоны коллектора и тонкой настройки режима его работы над коллектором была установлена система трех маломощных катушек (суммарная мощность потребления не превышает 300 Вт), см. рис. 1.

Анализ электронных траекторий показал, что в режиме с наименьшим магнитным полем $B_0=1$ Тл неадиабатические эффекты играют наибольшую роль, в этом случае все электроны после пролёта края ферромагнитного экрана имеют практически одинаковую по величине и направлению вращательную скорость, определяемую главным образом закруткой в неоднородном поле. Для режима с $B_0=1.8$ Тл магнитное поле остается адиабатическим на всем протяжении электронной траектории. Соответствующие формы электронного пучка приведены на рис. 2. Наконец, режим с $B_0=1.3$ Тл соответствует промежуточному случаю, когда наблюдается лишь умеренное нарушение адиабатичности магнитного поля под экраном. Расчеты электронных траекторий были выполнены с использованием собственного программного кода с применением библиотеки IBSIMU [4]. Главным преиму-

ществом написанного кода по сравнению с CST Studio является высокая скорость расчета и последующей обработки, меньшие требования к памяти при тех же параметрах, а также доступность всех данных расчета, позволяющая более подробно анализировать динамику электронного пучка.

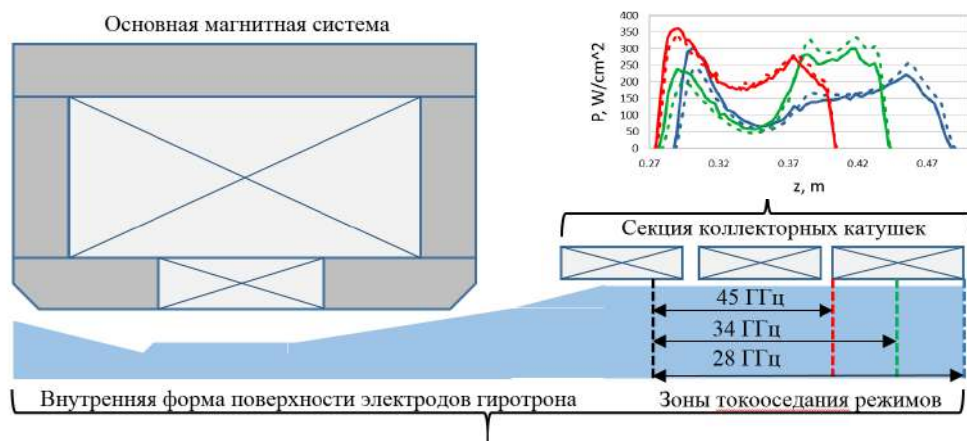


Рис 1. Схема гиротрона с МСЭ и распределения мощности, осаждаемой на коллекторе в трёх режимах: 1 Тл (28 ГГц), 1.3 Тл (34 ГГц) и 1.8 Тл (45 ГГц). Справа сверху – распределение плотности мощности на коллекторе вдоль продольной координаты коллектора с учетом пространственного заряда (пунктир) и без (линия).

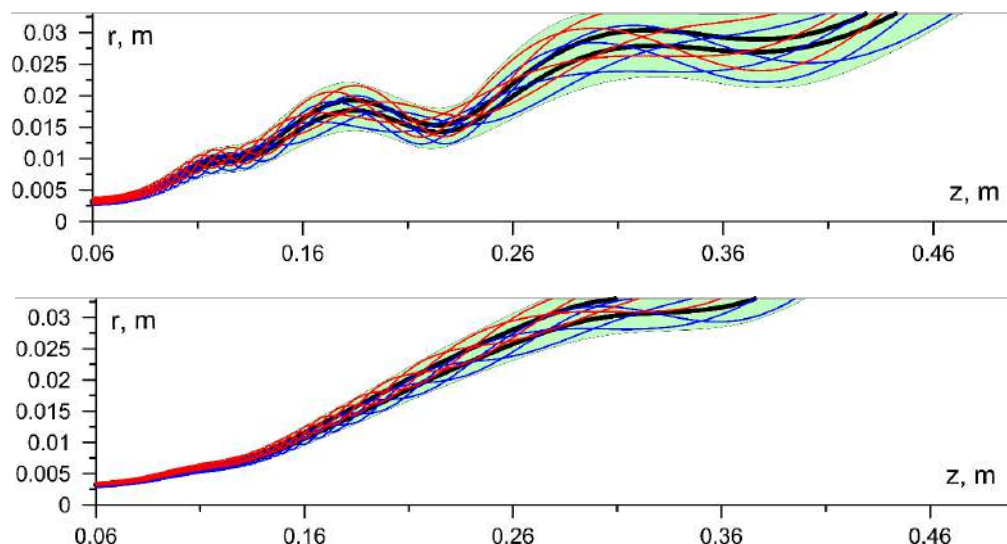


Рис. 2. Оптимизированные с точки зрения осаждаемой плотности мощности траектории ВЭП в коллекторе гиротрона для крайних случаев магнитного поля 1.0 и 1.8 Тл соответственно

3. Заключение

Разработан коллектор для технологического гиротрона с МЭС, способного работать с различными частотами генерации - 24, 34 и 45 ГГц на первой гармонике циклотронной частоты, что открывает возможности существенного увеличения выходной мощности прибора. Установка над коллектором системы катушек малой мощности позволяет сгладить распределение плотности мощности рассеяния электронного пучка и обеспечить нагрузку коллектора, приемлемую для непрерывного режима генерации при мощности пучка 50-60 кВт при различных величинах магнитного поля в резонаторе от 1 до 1.8 Тл.

Список литературы

1. Bykov Yu., Ereemeev A., Glyavin M., et al. 24-84 GHz Gyrotron Systems for Technological Microwave Applications // IEEE Transactions on Plasma Science, 2004, v. 32, n.1, pp.67-72
2. Proyavin M. D., Manuilov V. N., Gachev I. G. et al. // Instruments and Experimental Techniques, 2020, v. 63, n. 1, pp. 97–100.
3. Проявин М. Д. и др. Разработка мощного непрерывного гиротрона для высокоэффективных микроволновых технологических комплексов К-диапазона // Изв. вузов. Радиофизика, 2019, т. 62, № 7, с. 566–573.
4. Kalvas T. et. al. IBSIMU: A three-dimensional simulation software for charged particle optics // Rev. Sci. Instrum., 2010, 81, 02B703.

О периодической электростатической фокусировке ленточного пучка в защитном устройстве СВЧ приемника

Галдецкий А.В.

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

Аннотация: Рассмотрена возможность использования фокусировки ленточного пучка в электростатическом ондуляторе электронно-лучевого защитного устройства. Показана возможность обеспечения транспортировки низковольтного ленточного пучка с высоким первеансом и его синхронизма с СВЧ полем в резонаторе W -диапазона.

1. Введение

Циклотронные защитные устройства (ЦЗУ) СВЧ приемников известны давно и широко применяются в ряде современных РЛС [1-3]. Они отличаются превосходными характеристиками: малым временем срабатывания-восстановления, защитой от очень высоких мощностей, низкими шумами. В этих устройствах электронный пучок удерживается в сильном магнитном поле, которое одновременно служит для эффективного взаимодействия с поперечным СВЧ полем на циклотронной частоте. Однако они не лишены недостатков, которые особенно сильно проявляются при продвижении в миллиметровый диапазон.

- Применение в ЦЗУ резонатора Куччия, имеющего сосредоточенную индуктивность и довольно малый рабочий зазор, приводит значительному уменьшению размеров резонатора по сравнению с длиной волны, что в миллиметровом диапазоне создает трудности в изготовлении;
- Условие циклотронного резонанса накладывает условие на величину магнитного поля.

$$B = \frac{2\pi cm}{e\lambda} = \frac{10.7[T]}{\lambda[mm]}$$

Уже при длине волны $\lambda = 8$ мм требуется поле 1.34 Т, что трудно реализовать в постоянных магнитах из-за близости к полю насыщения в магнитомягких материалах, а для длины волны $\lambda = 3$ мм поле 3.57 Т можно создать только в сверхпроводящих магнитных системах, что, как правило, нереализуемо в РЛС. Но даже в сантиметровом диапазоне использование сильного магнитного поля приводит к достаточно большим массогабаритным характеристикам;

- Расположение катода в области сильного магнитного поля практически исключает компрессию пучка в пушке, что ограничивает плотность тока пучка и ширину рабочей полосы частот (при заданном сроке службы).
- Удлинение магнитного зазора резко увеличивает массу магнитной системы, что ограничивает возможности совершенствования прибора.
- Высокопервеансный ленточный пучок в магнитном поле деформируется (диокотронная неустойчивость), что может создавать проблемы с токопрохождением
- Привязка рабочей частоты к величине магнитного поля требует мер по борьбе с дестабилизирующими факторами: температурой, старением магнитов.

По указанным причинам заманчиво предложить другой механизм транспортировки пучка и взаимодействия с СВЧ полем, связанный со статическим электрическим, а не магнитным, полем.

2. Электростатический микроондулятор

Достаточно давно известна периодическая электростатическая фокусировка (ПЭФ) электронного пучка. Фактически пучок при этом удерживается силой Миллера [4] благодаря поперечной неоднородности амплитуды электрического поля. Микропервеанс цилиндрического пучка, который

можно транспортировать с помощью ПЭФ, оценивается [5] как $P_\mu \approx 61 \left(\frac{2U_f}{U_0} \right)^2 \left(\frac{2b}{p} \right)^2$, где U_0 –

напряжение катода, U_f – напряжение на фокусирующих электродах, b – радиус пучка, p – период системы фокусирующих электродов. Для мощных ламп ПЭФ непригодна, так как при повышении катодного напряжения приходится увеличивать и напряжение на электродах, что при малом периоде

быстро ограничивается пробоем между близко расположенными электродами. Однако для защитного устройства катодное напряжение составляет десятки вольт, а фокусирующее – единицы вольт, что практически снимает вопрос с межэлектродным пробоем.

Мы рассматриваем электростатический микроондулятор, изготовленный с помощью фотолитографии (Рис. 1)

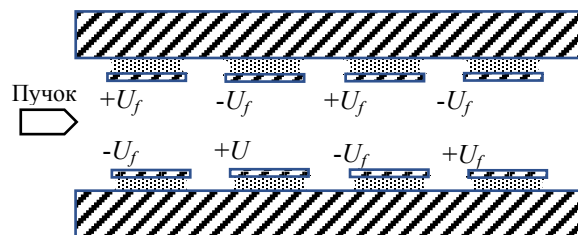


Рис. 1. Схема электростатического ондулятора.

Аналогом циклотронной частоты в данном случае является частота поперечных осцилляций пучка $\omega = kv = \frac{2\pi}{p} \sqrt{\frac{2eU_0}{m}}$, которая определяется периодом ондулятора p и катодным напряжением U_0 , которые весьма стабильны. Для длины волны $\lambda = 8$ мм и напряжения катода $U_0 = 100$ В период $p = \frac{\lambda}{n} = \lambda \sqrt{\frac{2eU_0}{mc^2}}$ составляет 160 мкм, что может быть обеспечено с помощью обычной фотолитографии на металлизированной кремниевой подложке или полированной металлической фольге. При толщине диэлектрика 0.3 мкм допустимы фокусирующие напряжения U_f до 20-30 В.

3. Результаты исследования

Мы промоделировали транспорт ленточного пучка с через микроондулятор с периодом $p = 160$ мкм и высотой канала $d = 50$ мкм. Параметры пучка: энергия электронов $eU_0 = 100$ эВ, ток $I = 0.84$ мА, поперечный размер 20×700 мкм, плотность тока 6 А/см². При фокусирующем напряжении $U_f = \pm 8.8$ В пучок проходит через канал без токооседания и значительных пульсаций (Рис. 2)

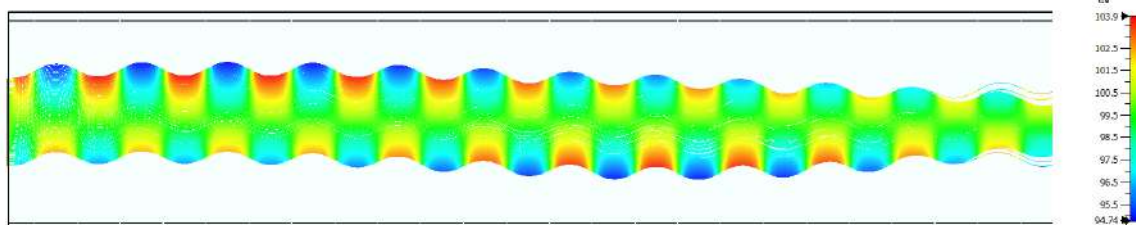


Рис. 2. Траектории электронов ленточного пучка в микроондуляторе.

В отличие от магнитной фокусировки полностью отсутствует поворот пучка в канале. Амплитудой пульсаций и прохождением пучка можно гибко управлять регулируя напряжение на фокусирующих электродах.

3. Заключение

В работе предложен новый подход к построению защитного устройства СВЧ приемника. Продемонстрирована возможность транспорта ленточного пучка в безмагнитной фокусирующей системе. Рассмотренная система фокусировки может служить основой для нового перспективного класса вакуумных приборов.

Список литературы

1. Ванке В.А., Лопухин В.М., Саввин В.Л. Сверхмалощумящие усилители циклотронных волн // Успехи физических наук. 1969. т. 99. № 12. С. 545-569.
2. Ванке В.А. Поперечные волны электронного потока в микроволновой электронике // Успехи физических наук. 2005. т. 175. № 9. С. 957-978.
3. Будзинский Ю.А., Быковский С.В., Голеницкий И.И., Калина В.Г. Становление, развитие и перспективы СВЧ-приборов на циклотронном резонансе электронного потока // Электронная техника Сер. 1 СВЧ техника. 2013. № 3(518). С. 136-141.
4. Гапонов А.В., Миллер М.А. О потенциальных ямах для заряженных частиц в высокочастотном электромагнитном поле // ЖЭТФ. 1958. т. 34. № 1. С. 242-243.
5. Алямовский И.В. Электронные пучки и электронные пушки. — Москва: Советское радио, 1966. 455 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭКРАНИРОВАНИЯ ПРЕЦИЗИОННЫХ ЦЕЗИЕВЫХ АЛТ

Агапов А.Н., Духина Н.Г., Мирющенко Н.И., Плешанов С.А., Ревенко К.В., Чугунов В.В.

АО «НПП «Исток» им. Шокина»

ул. Вокзальная, д.2а, корпус 1, комната 65 этаж 2, Фрязино, Московская область 141190, Россия

Info@istokmw.ru

Аннотация: Представлены результаты по расчету эффективности продольного и поперечного экранирования для системы магнитной защиты, состоящей из 4 тонкостенных коаксиальных цилиндров, изготовленных из сплавов марки 79НМ и 81НМА. Численными методами проведены расчеты системы магнитного экранирования для атомно-лучевой трубки с магнитной селекцией, с целью уменьшения погрешности при расчете эффективности экранирования прецизионных приборов с учетом всех конструктивных особенностей. Изучены спектры зеемановских резонансов АЛТ, помещенных во внешние постоянные магнитные поля различной ориентации. Анализ сдвига частоты зеемановских резонансов позволил провести оценки коэффициента магнитного экранирования промышленных цезиевых АЛТ и магнитного сдвига частоты нулевого перехода.

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

Атомно-лучевые трубки служат в качестве квантовых дискриминаторов частоты, использование которых позволяет обеспечить генерацию чрезвычайно точных сигналов частоты бортовых синхронизирующих устройств. Лидером по производству высококачественных атомно-лучевых трубок на пучке атомов цезия является АО «НПП

«Исток» имени А.И. Шокина», где разрабатываются и исследуются цезиевые атомно-лучевые трубки с 1959 года. Цезиевые атомно-лучевые трубки с магнитной селекцией атомных состояний (АЛТ) разрабатываются на АО «НПП «Исток» имени Шокина» и получили широкое распространение как в наземной, так и в бортовой аппаратуре. На сегодняшний день, цезиевые АЛТ являются ключевыми элементами, определяющими точностные характеристики российской системы ГЛОНАСС, и обеспечивают длительное поддержание частоты или времени с относительной точностью на уровне $5,0 \cdot 10^{-14} \dots 1,0 \cdot 10^{-14}$.

Одним из важнейших требований, предъявляемых к цезиевым АЛТ, является снижение магнитного сдвига частоты рабочего перехода атома цезия, возникающего под воздействием внешних магнитных полей [1]. Для этого необходимо, чтобы в области взаимодействия атомного пучка с полем СВЧ-резонатора обеспечивалась глубокая степень экранировки с коэффициентом экранирования не менее 10^5 . Как правило, источниками возмущающих внешних магнитных полей являются постоянно действующее магнитное поле Земли (около 0,5 Э) и поля рассеяния других приборов, работающих в одном блоке с АЛТ.

На рисунке 1 показана 3d-модель магнитной защиты, использовавшейся для расчётов магнитного поля во внутреннем пространстве цезиевой АЛТ.

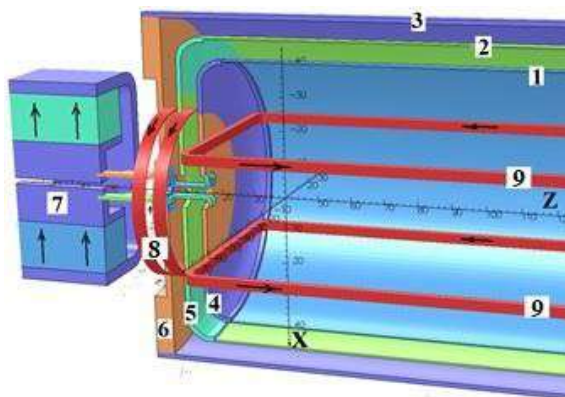


Рисунок 1 — Система магнитных экранов цезиевой АЛТ. 1-3 — три экрана в виде отрезков цилиндрических труб; 4-6 — три системы магнитной торцевой защиты; 7 — магнитная система на постоянных магнитах; 8 — соленоиды; 9 — рамки для создания слабого магнитного поля

В работе произведены аналитические расчеты эффективности экранирования для системы из тонкостенных цилиндрических экранов АЛТ в продольном и в поперечном магнитном поле. Эффективность экранирования в поперечном поле составляет $-6,8 \cdot 10^9$, а в продольном магнитном поле для открытого цилиндра коэффициент экранирования составляет $-5,7 \cdot 10^8$, а для закрытого цилиндра эффективность экранирования равна $-6,2 \cdot 10^8$.

Аналитически решить задачу определения магнитного поля во внутреннем пространстве АЛТ с высокой точностью не представляется возможным, так как функциональные узлы прибора имеют сложную асимметричную конфигурацию, и они практически не поддаются точному расчету. Для более точного расчета эффективности экранирования следует использовать численные методы решения уравнений.

Используя компьютерное моделирование произведены численные расчеты коэффициента экранирования АЛТ, которые позволяют оценить эффективность экранирования в диапазоне от $1,1 \cdot 10^7$ при воздействии внешнего однородного поля $H_{xextr} = 1$ Э до $2 \cdot 10^6$ при воздействии внешнего однородного поля $H_{zextr} = 1$ Э. Результаты компьютерного моделирования представлены на рисунке 2.

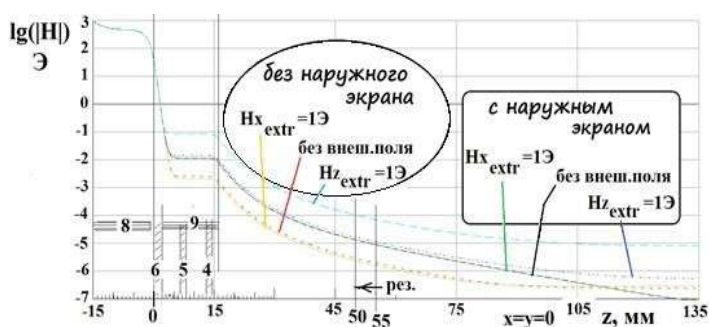


Рисунок 2 – Влияние внешних полей $H_{zextr}=1$ Э и $H_{xextr}=1$ Э в системе многослойных магнитных экранов с наружным экраном и без него

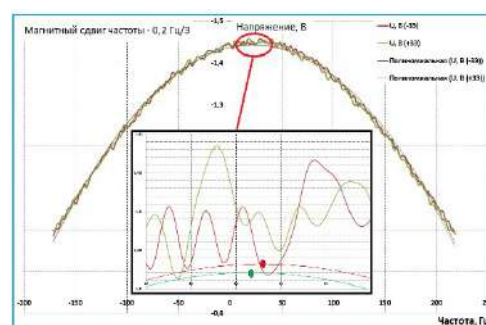


Рисунок 3 – Влияние внешнего магнитного поля на сдвиг частоты вершины зеемановского резонанса АЛТ с магнитной селекцией

Полученные результаты показывают на эффективность экранирования достижимую при идеальных условиях. В производственном процессе добиться максимальной магнитной защиты крайне сложно и поэтому в некоторых промышленных АЛТ эффективность экранирования ниже расчетных значений.

Результаты компьютерного моделирования показали, что в АЛТ необходимо усиление торцевой магнитной защиты.

Измерены магнитные сдвиги частоты АЛТ для выявления влияния направления внешнего магнитного поля на смещение частоты вершины зеемановского резонанса. Результат измерения АЛТ показан на рисунке 3. Полученные данные позволяют оценить коэффициент магнитного экранирования на уровне $0,9 \cdot 10^6 \dots 1,6 \cdot 10^6$ для АЛТ «Успех-3БМ», более чем $3,0 \cdot 10^6$ для АЛТ «Успех-4М». Измеренные значения коэффициентов магнитного экранирования достаточно высокие, что говорит о правильном конструировании и технологическом исполнении систем магнитной защиты цезиевой АЛТ.

Установлено, что наиболее благоприятным положением АЛТ является такое, когда направление внешнего магнитного поля перпендикулярно направлению слабого магнитного поля и параллельно оси прибора.

Разумеется, для получения высоких значений коэффициентов экранирования всей системы необходимо использовать высококачественные материалы и добиваться тщательного соблюдения технологических режимов обработки.

Список литературы

1. Голеницкий Н.И., Духина Н.Г., Мешков В.А., Плешанов С.А., Чугунов В.В. Анализ и оптимизация функциональных узлов цезиевых атомно-лучевых трубок методом компьютерного моделирования. Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2012. – Вып. 1 (512), с. 4-20.

Скачок потенциала в лампах бегущей волны О-типа

Аксенчик А.В., Киринович И.Ф.

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

Аннотация: На основе представленной математической модели расчета релятивистских ЛБВ О-типа с электродинамической системой на волнообразно изогнутых прямоугольных волноводах разработана программа и проведены расчеты релятивистских и не релятивистских ЛБВ со скачком потенциала. Расчеты показали, что использование скачка потенциала позволяет увеличить выходную мощность приборов на 15-20 %.

1. Введение

В работе [1] отмечалось, что применение скачка потенциала в клистронах позволяет увеличить КПД и выходную мощность клистрона за счет того, что уменьшается относительный и абсолютный скоростной разброс электронов в сгустке. Это дает возможность увеличить напряжения на зазорах отбирателя, что и приводит к увеличению КПД и выходной мощности клистрона.

Исследования использования скачка потенциала в ЛБВ не проводились, поэтому в данной работе проведено исследование влияния скачка потенциала на режим работы ЛБВ с замедляющей системой на волнообразно изогнутых прямоугольных волноводах и на выходные характеристики ЛБВ.

2. Основная часть

Зазор со скачком потенциала образуем путем расположения после k -го зазора специальной пластины 1, рис.1 (накладки), на которую подается ускоряющий потенциал V_{sk} . Пластина имеет отверстие, соответствующее внутреннему размеру трубы дрейфа. Эта пластина располагается на расстоянии d_{sk} от стенки волновода, рис. 1, ℓ_{dr} - длина трубки дрейфа.

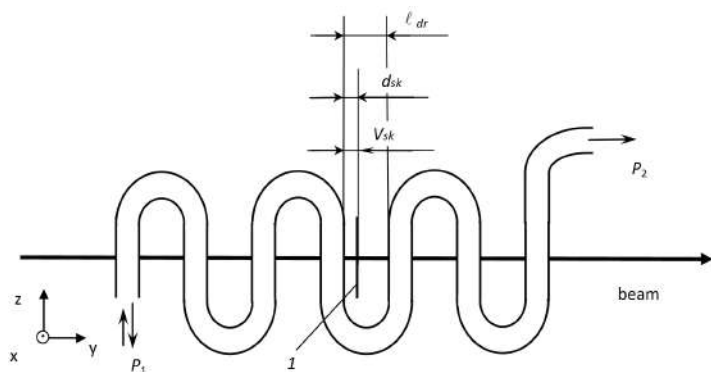


Рис. 1. Схема ЛБВ со скачком потенциала:
1 - пластина, на которую подан потенциал V_{sk}

Представим напряженность поля действующего на электроны $\dot{E}_y = \dot{E}^0 + \dot{E}^p$, где $\dot{E}^0 = \text{Re}(E_m e^{j(\omega t + \vartheta_k)})$ — напряженность ВЧ поля в зазоре волновода, $\dot{E}^p$ — напряженность продольного поля пространственного заряда.

Электроны взаимодействуют с ВЧ-полем в зазоре волновода (в данном случае длина зазора волновода совпадает с размером узкой стенки волновода).

После выхода из зазора волновода электроны попадают в зазор длиной d_{sk} с ускоряющим потенциалом V_{sk} , рис.1. Появляется еще одна составляющая электрического поля $\dot{E}^{sk} = V_{sk} / d_{sk}$, действующего на электроны. В этом зазоре они получают дополнительное ускорение, в результате изменяется абсолютный и относительный разброс скоростей электронов, что позволяет улучшить выходные характеристики прибора.

Электронный поток моделируется с применением метода крупных частиц. Уравнения движения крупных частиц используем в релятивистском приближении. Уравнение возбуждения ЛБВ получаем с использованием уравнений Максвелла, применением леммы Лоренца и описано в работе [2, 3]. Зная уравнение возбуждения можно определить наведенные токи в зазорах волновода, решая совместно уравнение возбуждения, уравнения движения. После определения наведенных в зазорах волновода токов J_k , для возбуждения цепочки четырехполюсников наведенными токами применяем алгоритм, подробно описанный в работах [2, 3].

3. Результаты расчетов

По представленной математической модели, в которой учтены потери в стенках волновода, провисание полей в зазорах волновода [2, 3] проведены расчеты вариантов ЛБВ.

Рассчитан вариант нерегулярной ЛБВ (вариант S1) для работы на длине волны $\lambda_0=0,908$ см ($f_0=33,0168$ ГГц). Ускоряющее напряжение $U_0=24$ кВ, ток электронного луча $I_0=0,39$ А. В результате оптимизации параметров ЛБВ получен коэффициент усиления по мощности $K_p = 10\lg(P_{out} / P_{in})=31,3$ дБ, электронный КПД $\eta_e=0,124$, выходная мощность ЛБВ $P_{out}=1,074$ кВт, входная мощность $P_{in}=0,795$ Вт. В результате оптимизации параметров ЛБВ получен коэффициент усиления по мощности $K_p = 10\lg(P_{out} / P_{in})=31,3$ дБ, электронный КПД $\eta_e=0,124$, выходная мощность ЛБВ $P_{out}=1,074$ кВт, входная мощность $P_{in}=0,795$ Вт.

Рассчитан вариант нерегулярной ЛБВ (вариант S2) со скачком потенциала для работы на длине волны $\lambda_0=0,908$ см ($f_0=33,0168$ ГГц). Ускоряющее напряжение $U_0=24$ кВ, ток электронного луча $I_0=0,39$ А.

Ускоряющий скачок потенциала величиной $V_{sk}=0,000002 U_0$, расположен после зазора с $N=45$, на расстоянии $X=0,75$ (рис. 2).

. В результате расчета режима ЛБВ со скачком потенциала получен коэффициент усиления по мощности $K_p = 10\lg(P_{out} / P_{in})=32,13$ дБ, электронный КПД $\eta_e=0,0684$, выходная мощность ЛБВ $P_{out}=1,3$ кВт, входная мощность $P_{in}=0,795$ Вт.

Рассчитан вариант релятивистской ЛБВ (вариант S3) для работы на длине волны $\lambda_0=6$ см ($f_0=4,9965$ ГГц). Ускоряющее напряжение $U_0=500$ кВ, ток электронного луча $I_0=160,71$ А. Размеры волновода $a=4,8$ см, $b=1,0$ см, эквивалентное сопротивление волновода $Z_w=201,22$ Ом, радиус трубки дрейфа $R=0,3$ см. Получен электронный КПД $\eta_e=0,659$, выходная мощность ЛБВ $P_{out}=53,48$ МВт, входная мощность $P_{in}=1,027$ МВт.

Рассчитан вариант S4 релятивистской ЛБВ со скачком потенциала. Скачок потенциала установлен после зазора $N=26$, (на рис. 3 $X=0,8$) значение скачка потенциала $U_{sk}=0.000001*U_0$ [кВ]. Ток электронного луча $I_0=160,71$ А. *Остальные параметры: радиусы труб дрейфа и луча, размеры волновода такие же как и в варианте S3.* В результате расчетов получен коэффициент усиления по мощности $K_p = 10\lg(P_{out} / P_{in})=17,75$ дБ, электронный КПД $\eta_e=0,6789$, выходная мощность ЛБВ $P_{out}=61,25$ МВт, входная мощность $P_{in}=1,027$ МВт.

Как видим из расчетов вариантов S3 и S4, в варианте S4 ЛБВ со скачком потенциала увеличивается выходная мощность примерно на 7,8 МВт, или на 15%.

4. Заключение

Предложен алгоритм расчета релятивистских ЛБВ на волнообразно изогнутом волноводе со скачком потенциала. Учтено провисание полей в зазорах волновода, потери в стенках волновода. Разработана программа и проведены расчеты ЛБВ с ускоряющими напряжениями 24 кВ, 500кВ со скачком потенциала. Расчеты показали, что использование скачка потенциала позволяет увеличить выходную мощность приборов на 15-20% . Выходная мощность ЛБВ со скачком потенциала составляет $P_{out}=61,25$ МВт,

Список литературы

1. Aksenchuk A.V., Kurayev A.A. Multi-resonator klystrons with a potential jump // Radio Engineering and Electronics, - 1989. T.34. № 10. P. 2157-2165.
2. Aksenchuk A.V., Kravchenko V. F. Optimization BWO and TWT of O-type on folded rectangular waveguides for a millimeter and submillimeter range of lengths of waves // Successes of modern radio electronics. 2007. № 10. pp.46-56. (in Russ.)
3. Aksenchuk A., Kurayev A., Kirinovich I. Amplifiers and oscillators of O-type of millimeter and submillimeter ranges of waves lengths. (The theory and optimization). Germany: Palmarium Academic Publishing, 2014. 154 p. ISBN 987-3-639-74531-3. (in Russ.)

Спиральная замедляющая система для ЛБВ мм-диапазона длин волн

Галдецкий А.В., Богомолова Е.А.

АО «НПП «Исток» им. Шокина»

г. Фрязино, 141190, Российская Федерация

galdetskiy@istokmw.ru

Аннотация: Исследованы ЭДХ спиральной ЗС с алмазными опорами для ЛБВ мм-диапазона. Получены выходные характеристики ЛБВ в рабочей полосе частот 28% и 83%. Показано, что применение CVD алмаза и контакта по всей поверхности витков позволяет существенно улучшить тепловой режим ЗС при сохранении высокого сопротивления связи.

1. Введение

В последние годы значительный интерес разработчиков привлекают спиральные ЛБВ миллиметрового диапазона [1] благодаря возможности обеспечения широкой полосы частот. В настоящее время ЛБВ со спиральной замедляющей системой (ЗС) используются на частотах от 3 до 65 ГГц и являются наиболее широкополосными усилителями среди ЭВП [2].

АО «НПП «Алмаз» (г. Саратов), являясь лидером по выпуску спиральных ЛБВ спутникового назначения сантиметрового диапазона, в мм-диапазоне выпускает спиральные ЛБВ только до частоты 40 ГГц (и при небольшой выходной мощности 10 Вт) [3]. Зарубежный уровень заметно выше: выходная мощность до 50 Вт при питающем напряжении 8.5 кВ (компания Thales (Франция) и L-3 Communications (США)) [4,5].

Один из основных узлов ЛБВ – ЗС, от конструкции которой во многом зависит эффективность взаимодействия электронов с замедленной волной. Классическая спиральная ЗС состоит из спирали и трех керамических опор, которые закреплены на внутренней поверхности корпуса. Для управления дисперсионной характеристикой используют комбинированные опоры, состоящие из керамического стержня и металлического держателя [6] (рис. 1)

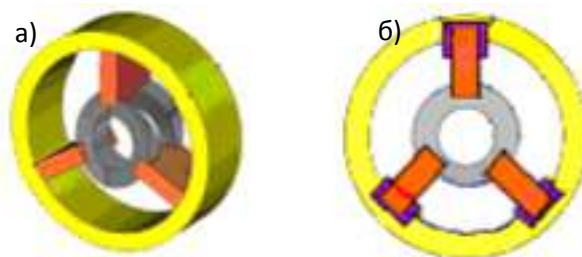


Рис. 1 Конструкция спиральной ЗС с керамическими опорами (а) и комбинированными опорами (б)

Как показывает практика, в ЛБВ мм-диапазона, использующих подобные ЗС, уровень выходной мощности не превышает 20-30 Вт в рабочей полосе частот 15%. Одной из главных причин ограничения выходной мощности миллиметровых спиральных ЛБВ являются проблемы с теплоотводом от спиральной ЗС из-за малой площади контакта спирали с опорами, недостаточной теплопроводности опор, невысокого давления прижатия в области контакта. Даже использование теплопроводных материалов для изготовления опор (окись бериллия, алмаз, нитрид бора) не решает проблему.

Данная работа посвящена исследованию конструкции новой спиральной ЗС, предназначенной для функционирования на частотах до 70 ГГц, имеющей улучшенный теплоотвод, высокое сопротивления связи и широкую полосу рабочих частот.

2. Объект и результаты исследования

Предлагается конструкция ЗС, в которой спиральный проводник прямоугольного сечения закреплен в корпусе с помощью двух керамических опор специальной формы, выполненных из CVD алмаза (рис.2).

Технология размерной обработки алмаза разработана на «Источе» [7], так же как технология намотки спирали малого диаметра. От диаметра пролетного канала сильно зависит ширина полосы прозрачности и максимальное усредненное сопротивление связи по сечению электронного пучка в ЗС. При увеличении шага ЗС и толщины проводника уменьшается замедление (увеличивается напря-

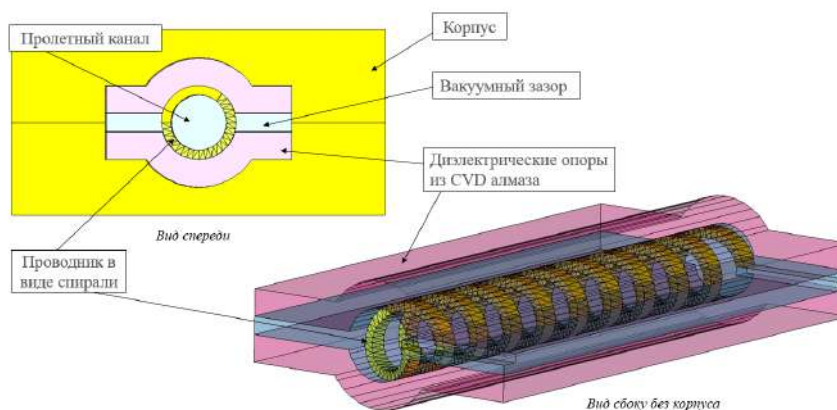


Рис. 2. Макет спиральной ЗС с алмазными опорами

жение синхронизма). Ширина проводника относительно слабо влияет на электродинамические характеристики ЗС. Исходя из технологических возможностей, была выбрана геометрия ЗС, оптимальная с точки зрения ЭДХ. Для уменьшения питающего напряжения выбран шаг ЗС 280 мкм при толщине проводника 50 мкм. При такой толщине проводника и небольшом расстоянии между витками спирали, понижается вероятность оседания пучка на диэлектрик и возможность зарядки опор. Толщина алмазных опор составляет 150 мкм.

3. Заключение

Предложена конструкция спиральной ЗС для ЛБВ 8-мм диапазона длин волн с рассчитанной выходной мощностью 35 Вт в рабочей полосе частот 28% при питающем напряжении 6.3 кВ. Применение алмазных опор с развитой поверхностью позволило улучшить теплоотвод от спирали в 4 раза по сравнению с классическими опорами за счет высокой теплопроводности алмаза и большой площади контакта со спиралью. Компактность и малый вес, технологичность предложенной конструкции определяет новый класс спиральных ЛБВ мм-диапазона.

Список литературы

1. Booske J. H., Whaley D. R., Menninger W. L., Hollister R. S., Armstrong C. M. Traveling-wave tubes in Modern Microwave and Millimeter Wave Power Electronics. С. 171–245. in “Modern Microwave and Millimeter-Wave Power Electronics” Ed. R. J. Barker et al., New York: Wiley-Interscience, 2005, 512 p.
2. Staprans A., McCune E. W., Ruetz J. A. High power linear-beam tubes // Proc. of IEEE, 1973. Т. 61, № 3, С. 299–330.
3. Кириченко Д. И., Шалаев П. Д., Роговин В. И. Направления разработки и производства в АО «НПП «Алмаз» ламп бегущей волны для спутниковой связи // Материалы XXII Международной научно-практической конференции «Решетнёвские чтения», (Москва, 22 ноября 2018г.). 2018. С. 309-311.
4. Barsotti T., Gastaud J., Pontic J., et al. 40 W Q wideband space TWT // Proceedings of 2018 IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC) (Monterey, CA, USA, 24-26 April 2018). 2018, С. 15.
5. Andre F., Demory J., et al. 80 to 100 Watts TWT in Q-band for space downlink communication // Proc. of 2019 International Vacuum Electronics Conference (IVEC) (Busan, South Korea, 28 April-1 May 2019). 2019.
6. Азов Г., Ганеев Э., Хриткин С. Спиральная ЛБВ сантиметрового диапазона: методы проектирования и результаты разработки // Электроника: НТБ. 2016. № 1 (151), С. 155-159.
7. Галдецкий А.В., Ракова Е.А., Корепин Г.Ф., и др. Проектирование и исследование технологии изготовления перспективной замедляющей системы для ЛБВ W-диапазона // Электронная техника» Серия 1 СВЧ-техника. 2016. № 3(530). С. 8-14.

Вакуумное окно баночного типа для вывода энергии сверхмощного клистрона S-диапазона

Галдецкий А.В., Савин А.Н.

АО «НПП «Исток» им. Шокина»

г. Фрязино, 141190, Российская Федерация

galdetskiy@istokmw.ru

Аннотация: Предложена конструкция вакуумноплотного баночного окна, в которой электрическое поле на поверхности керамического диска формируется модами TE_{11} и TM_{11} круглого волновода, предназначенная для применения в сверхмощных клистронах S-диапазона. Приведены результаты теоретического исследования, показывающие, что минимизации диэлектрических потерь в керамическом диске в сочетании с эффективными согласующими элементами, позволяют значительно увеличить передаваемую мощность и расширить рабочую полосу частот баночного окна до 3% по уровню $KCBH \leq 1.1$ по сравнению с известными подобными окнами.

1. Введение

Вакуумноплотные керамические окна являются жизненно важной частью импульсных сверхмощных клистронов (СМК), используемых в системах накачки линейных ускорителей частиц [1]. Их спецификой является работа при больших импульсных мощностях и, соответственно, величинах электрических полей как в самом выводе, так и на поверхности керамики, а также значительный нагрев керамической перегородки из-за диэлектрических потерь. Одним из типов таких устройств являются вакуумноплотные окна баночного типа, представляющие собой отрезки круглого волновода с поперечной керамической перегородкой с соосно подсоединенными к их торцам стандартными прямоугольными волноводами. Традиционно для снижения критичных с точки зрения СВЧ пробоев тангенциальных компонент электрического поля на поверхности керамики в области её спаев с металлом в баночных окнах СМК используют комбинацию типов волн TE_{11} и TM_{11} круглого волновода [1, 2].

Работа посвящена оптимизации электродинамических и энергетических характеристик вакуумноплотного баночного окна СМК S-диапазона, в котором формирование электрического поля на поверхности керамического диска осуществляется типами волн TE_{11} , TM_{11} круглого волновода.

2. Объект и результаты исследования

Объектом исследования и оптимизации является баночное окно, использующее комбинацию из распространяющегося TE_{11} и затухающего TM_{11} типов волн в полном круглом волноводе [2]. Для расширения рабочей полосы частот исходной конструкции, представленной в [2] и пересчитанной в S-диапазон, в качестве согласующих элементов было предложено использовать конусообразные выемки в сочетании с индуктивными диафрагмами во входном/выходном прямоугольных волноводах (рис. 1), что позволило также увеличить их поперечные размеры до требуемых 90×45 мм.

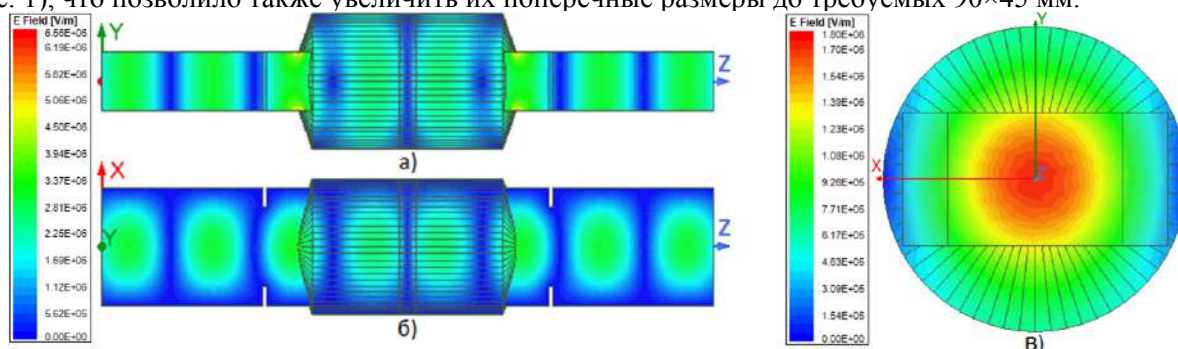


Рис. 1. Распределение электрического поля в E-плоскости (а), в H-плоскости (б) оптимизированного баночного окна СМК и на поверхности керамического диска (в) на рабочей частоте $f=2.856$ ГГц при входной мощности $P_{вх}=20$ МВт.

Учитывая специфику функционирования баночного окна СМК, в процессе оптимизации помимо обеспечения заданной частотной характеристики необходимо было минимизировать тангенциальные компоненты электрического поля в центральной области поверхности керамического диска для минимизации диэлектрических потерь в нём, а также на краю поверхности керамического диска для снижения вероятности пробоя в области спаев. Для исключения высокочастотных пробоев и снижения поверхностных потерь на металлических поверхностях минимизировались также максимальные электрические поля, обычно располагающихся в области трансформации типов волн прямоугольного и круглого волноводов, т.е. на их стыках (рис. 1а, б). Расчёт и оптимизация электродинамических и энергетических характеристик баночного окна СМК проводился в программе ANSYS HFSS.

Рассчитанный КСВН входа (рис. 2а, б) оптимизированного баночного окна на рабочей частоте $f=2.856$ ГГц (маркер m1) и на границах 1%-й рабочей полосы частот СМК (маркеры m2, m3) имеет величину практически равную 1. Полоса частот по уровню КСВН ≤ 1.1 (маркеры m4, m5) расширена с 1% в исходном варианте окна [2] до 3%.

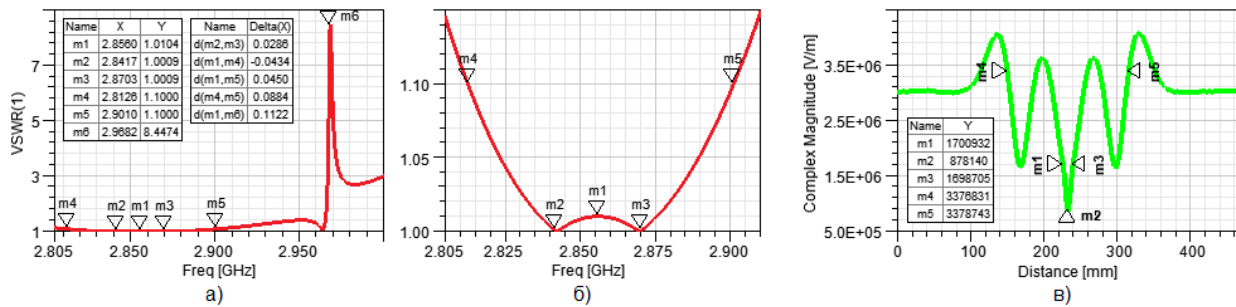


Рис. 2. КСВН входа оптимизированного баночного окна СМК в широкой (а) и узкой (б) полосах частот и распределение комплексной амплитуды электрического поля на оси OZ баночного окна на частоте $f=2.856$ ГГц при $P_{\text{вх}}=20$ МВт (в).

Пик КСВН на частоте 2.968 МГц (маркер m6) (рис. 2а) соответствует резонансной частоте волны типа TM_{11} круглого волновода с керамическим диском. Располагается он на 3.9% выше рабочей частоты $f=2.856$ ГГц, что не является критичным по сравнению 1.5÷2% в исходном варианте окна.

Рассчитанные на рабочей частоте $f=2.856$ ГГц при $P_{\text{вх}}=20$ МВт максимальные электрические поля (рис. 1а, б, 2в), располагающиеся в области конусообразных выемок (маркеры m4, m5 на рис. 2в), не превышают 7 МВ/м (6.4 МВ/м в исходном окне), что значительно меньше критического значения 12 МВ/м. При этом керамический диск находится в минимуме электрического поля всего окна (маркеры m1, m2, m3 на рис. 2в). Параметры керамического диска и размеры окна подобраны таким образом, чтобы являющаяся суперпозицией типов волн TE_{11} и TM_{11} в круглом полном волноводе тангенциальная компонента электрического поля на краю поверхности диска уменьшилась до безопасного значения 0.63 МВ/м (0.21 МВ/м в исходном окне) (рис. 1в), т.е. в 1.5÷2 раза относительно баночных окон, работающих на типе TE_{11} . При этом в центре поверхности диска тангенциальная компонента электрического поля практически не изменилась и не превышает 1.74 МВ/м (3 МВ/м в исходном окне). Относительно исходного окна [2] рассчитанная мощность диэлектрических потерь в керамическом диске ($\epsilon=9.3$, $\tan\delta=0.0006$) уменьшилась в 1.8 раза, а мощность поверхностных потерь в металлических стенках не изменилась. Частотные зависимости указанных величин в 3%-й полосе приведены на рис. 3.

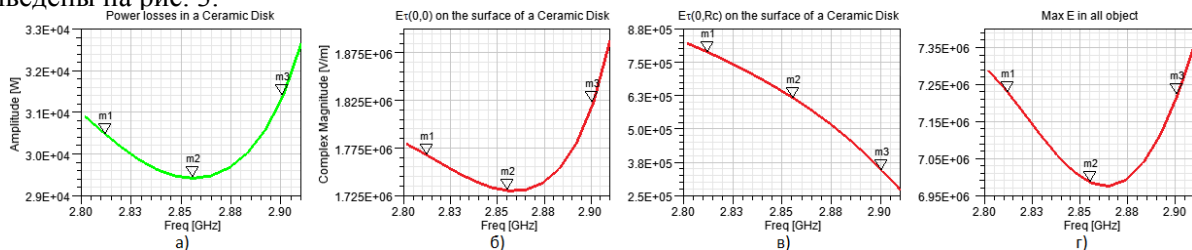


Рис. 3. Мощность диэлектрических потерь в керамическом диске (а) и напряженности электрических полей в критических областях (б), (в), (г) оптимизированного баночного окна СМК в 3%-й полосе частот (маркеры m1, m3) при $P_{\text{вх}}=20$ МВт.

Как видно из рис. 3, в баночном окне с минимизированными на рабочей частоте $f=2.856$ ГГц диэлектрическими потерями в керамическом диске во всей 3%-й полосе частот для диэлектрических потерь обеспечивается 1.5-кратный запас по входной мощности (с учётом условно выбранного низкого критического значения), а для максимальной напряженности электрического поля – 2.6-кратный.

3. Заключение

В результате исследования установлено, что применение предложенного критерия минимизации диэлектрических потерь в керамическом диске в сочетании с эффективными согласующими элементами, позволяют значительно увеличить передаваемую мощность и расширить рабочую полосу частот вакуум плотного баночного окна СМК по сравнению с известными аналогами.

Список литературы

1. Kazakov S.Yu. A new traveling-wave mixed-mode RF window with a low electric field in ceramic-metal brazing area / S.Yu. Kazakov // KEK preprint 98-120, 1998, pp. 1 – 4.
2. Prokofiev B.V., Martynenko M.A. A Simple Pillbox-Type Mixed-Mode Window for High Power Microwave Devices / B.V. Prokofiev, [et al.] // in 2017 Eighteenth International Vacuum Electronics Conference (IVEC), 2017. pp. 1 – 2.

О возможности использования широкополосной ЛБВ сантиметрового диапазона с МПФС в импульсном режиме с модуляцией по управляющему электроду

Духина Н.Г., Жарихин С.В., Паницков В.И., Полянская Т.И., Приступчик Н.К.

АО "НПП "Исток" имени Шокина"

Московская область, г. Фрязино, 141190, Российская Федерация

e-mail: istkor@elnet.msk.ru

Аннотация: Исследуется одна из возможных причин выхода из строя мощных широкополосных ЛБВ непрерывного действия при управлении электронным потоком с помощью управляющего электрода. Показано, что нагревание управляющего электрода имеет следствием образование магнитной щели в защитном катодном экране, при превышении критической величины которой начинается оплавление стенок канала.

1. Введение

В усилительных цепочках сантиметрового диапазона используются ЛБВ на основе унифицированной конструкции пушки, пакетированные с магнитной периодической фокусирующей системой (МПФС) [1, 2]. При запирании и отпираии ЛБВ с достаточно длительным фронтом и спадом изменения напряжения управляющего электрода появились проблемы: проплавление поверхностей пролётного канала, что вело к выходу прибора из строя. В настоящей работе описывается один из возможных механизмов этого явления и предлагаются способы устранения проблемы. Альтернативная гипотеза рассматривалась в работе [3].

2. МПФС и ЭОС прибора

Магнитная система прибора представлена на рис. 1, оптическая система – на рис. 2. Держатель управляющего электрода («рупор»), изготовленный из ковара, а также стальной управляющий электрод (УЭ) образуют магнитный экран, препятствующий проникновению магнитного поля на катод.

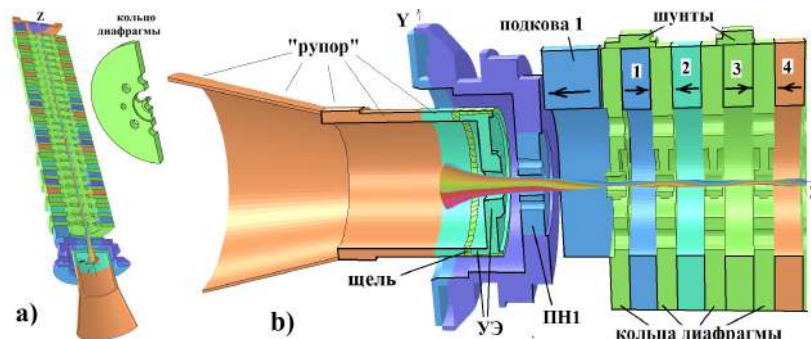


Рис. 1. а – общий вид половины магнитной системы ($x \geq 0$), б – увеличенный его фрагмент

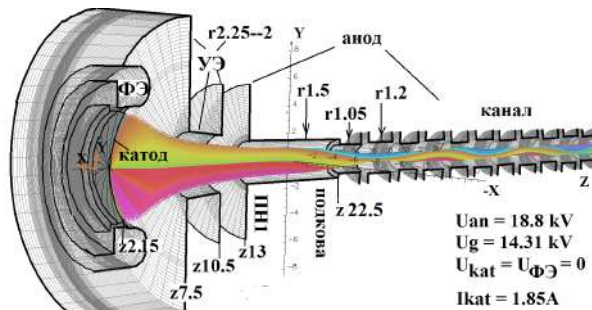


Рис. 2. Оптическая модель с пучком

3. Образование «щели» в магнитном экране

Если предположить, что коваровый стаканчик разогревается в месте его стыковки со стальным УЭ выше точки Кюри, например, за счёт теплообмена излучением с эмитирующей поверхностью катода, то с точки зрения магнитостатики это означает возникновение магнитной щели – тем

более широкой, чем сильнее нагрев (рис. 3). Найдена «критическая» ширина щели, равная 1.4 мм, начиная с которой на участок влёта в пролётный канал начинают осаживаться большие токи (рис. 4), что ведёт к оплавлению.

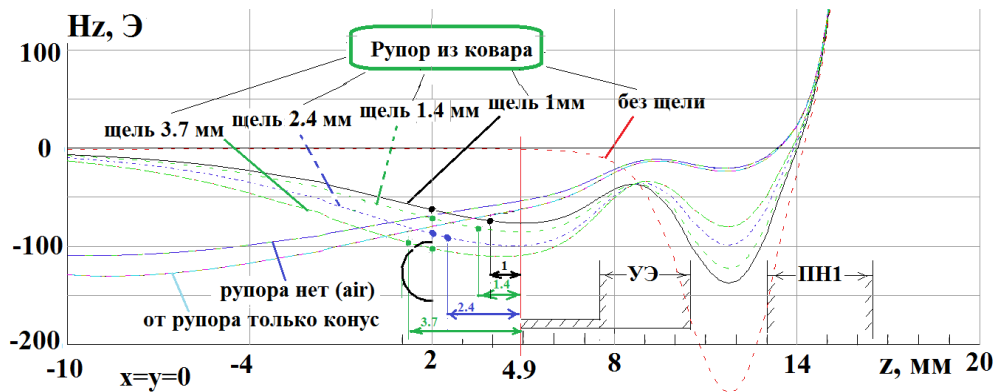


Рис. 3. Влияние щели на распределение магнитного поля в пушке

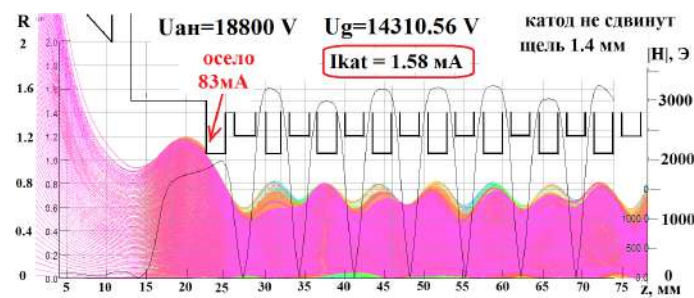


Рис. 4. Пучок при $U_g=14310.56V$ для случая со щелью 1.4 мм

Для стабильной работы ЛБВ в импульсном режиме наряду с непрерывным, что необходимо в некоторых режимах работы аппаратуры, следует: 1) улучшить качественные параметры импульсов, подаваемых на УЭ (уменьшить длительность фронтов и спадов), что уменьшит тепловую нагрузку на анодный блок [3], 2) заменить ковар на сталь в критической области от катода до УЭ, что позволит повысить температурный порог, поскольку точка Кюри у стали (760°) выше, чем у ковара ($435^\circ C$).

4. Заключение

Исследовались особенности работы ЛБВ при открытии-закрытии лампы с длительными фронтами и спадами управляющего напряжения. Рассмотрен один из возможных механизмов проплавления поверхностей пролётного канала. Показано, что частичное размагничивание внутреннего магнитного экрана (образование магнитной щели) приводит к большему проникновению магнитного поля на катод, чем полное размагничивание коваровых деталей экрана. Показано, что если в результате перегрева держателя управляющего электрода ширина магнитной щели превысит 1,4 мм, то оплавление влёта в пролётный канал станет неизбежным вне зависимости от длительности фронта импульса.

Список литературы

1. Рувинский Г.В., Аристархова О.Н., Котюргин Е.А., Победоносцев А.С. Мощные ЛБВ сантиметрового диапазона длин волн // Вакуумная СВЧ электроника: Сборник обзоров. – Нижний Новгород: Институт прикладной физики РАН, 2002, С. 49–53.
2. Румянцев С.А., Галдецкий А.В., Голеницкий И.И., Духина Н.Г. Использование МПФС в многолучевых ЛБВ сантиметрового диапазона. Проблемы и решения. Электронная техника, сер. 1. "СВЧ-техника", 2006. Вып. 2, С. 61–64.
3. Морев С.П., Якунин А.Н. Исследование особенностей процессов управления током пучка в электронно-оптических системах приборов О-типа // Электронная техника. Сер.1, Электроника СВЧ.– 1987.– Вып. 5.– С. 31–35.

Применение мобильных псевдоспутников для повышения точности навигационного поля спутниковой системы навигации¹

¹ Скрипник О. Н., ² Нечаев Е. Е., ¹ Арефьев Р. О., ¹ Арефьева Н. Г.

¹ Иркутский филиал Московского государственного технического университета гражданской авиации
г. Иркутск, 664003, ул. Коммунаров, д.3, Российская Федерация
skripnikon@yandex.ru

² Московский государственный технический университет гражданской авиации
г. Москва, 125993, Кронштадтский бульвар, 20, Российская Федерация
eenetchaev@mail.ru

Аннотация: В данной работе рассматривается применение мобильных псевдоспутников, устанавливаемых на беспилотных летательных аппаратах (БПЛА), как функционального дополнения спутниковых систем навигации (ССН). Для повышения точности создаваемого интегрированного навигационного поля ССН предлагается новый подход, основанный на оптимизации траекторий полета БПЛА. В качестве критерия оптимизации предложен минимум геометрического фактора (ГФ) в точках траектории посадки воздушного судна (ВС). Исследованы особенности формирования оптимальных траекторий БПЛА при различных вариантах их применения, а также при использовании в качестве критериев оптимизации различных составляющих ГФ.

1. Введение

Для удовлетворения требованиям к точности навигационного обеспечения этапа посадки ВС спутниковые системы навигации нуждаются в функциональных дополнениях, одним из которых могут быть псевдоспутники (ПС) [1]. При этом возникает задача нахождения оптимального размещения ПС для достижения наилучшей точности интегрированного навигационного поля (ИНП) ССН. Однако ввиду изменения геометрии ССН с течением времени из-за орбитального движения навигационных спутников (НС), оптимальное положение наземного ПС также будет изменяться. Поэтому для достижения наилучшей точности ИНП на каждый момент времени необходим мобильный ПС.

Применение мобильного ПС наземного базирования имеет ряд проблем, например, затенение его сигналов, ограничения на скорость и зону перемещения и другие. Поэтому предлагается рассмотреть применение ПС, размещенного на БПЛА. Это существенно расширяет динамические свойства ПС и возможности устойчивого приема его сигналов [2], а также позволяет применить такой метод при заходах ВС на посадку по гибким траекториям. При этом необходимо решить задачу нахождения оптимальной траектории перемещения БПЛА в воздушном пространстве аэродрома.

2. Методы и результаты исследования

Точность интегрированного навигационного поля ССН можно характеризовать значением пространственного ГФ $PDOP$ (Position Dilution of Precision) или его составляющих - вертикального $VDOP$ и горизонтального $HDOP$ ГФ в точке наблюдения. При этом

$$PDOP^2 = HDOP^2 + VDOP^2,$$

а точность определения местоположения (горизонтальных координат) и точность определения высоты полета ВС связаны со значениями соответствующих ГФ выражениями

$$\sigma_r = \sigma_R \cdot HDOP, \quad \sigma_H = \sigma_R \cdot VDOP,$$

где: σ_r – среднеквадратическая погрешность (СКП) определения местоположения, σ_H – СКП определения высоты, σ_R – СКП измерения псевдодальности до навигационных спутников.

В работе [2] решена задача определения оптимального размещения стационарного ПС по критерию минимума среднего значения $VDOP$ вдоль всей глиссады. Показано, что ввиду орбитального движения НС оптимальное положение ПС в зоне аэродрома изменяется с течением времени. Отсюда следует вывод, что для обеспечения минимального значения ГФ на всей траектории посадки ВС необходимо использовать мобильный ПС, размещенный на БПЛА. При этом БПЛА должен перемещаться по оптимальной траектории, образованной совокупностью точек, в которых достигается минимальное значение ГФ для каждого момента времени решения задачи оптимизации.

Задача нахождения оптимальной траектории полета БПЛА решалась методом Хука-Дживса. Рассмотрена гибкая траектория захода ВС на посадку, образованная совокупностью 20 дискретных

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № № 19-08-00010

точек (рис.1) с расстоянием между ними около 700 м. Криволинейная часть траектории проходит на высоте 600 м от точки IA (Initial Approach) до точки FA (Final Approach). Точка FA расположена на расстоянии около 7 км от начала взлетно-посадочной полосы (ВПП). Прямолинейная часть траектории проходит от точки FA до точки касания ВПП с углом наклона глиссады 3 градуса. Скорость ВС на всей траектории захода на посадку постоянна и равна 250 км/час.

Рассмотрены задачи оптимизации траекторий одного и двух БПЛА при скорости их полета, равной скорости ВС на посадочной траектории.

В качестве критерия оптимизации использовался минимум ГФ ($PDOP$, $HDOP$ или $VDOP$) для навигационных определений на ВС в дискретных точках его траектории посадки:

$$GF_i(\bar{X}_{PC1i} | \bar{X}_{BCi}, \bar{X}_{HC1i}, \dots, \bar{X}_{HCki}) \rightarrow \min, \text{ и } GF_i(\bar{X}_{PC1i}, \bar{X}_{PC2i} | \bar{X}_{BCi}, \bar{X}_{HC1i}, \dots, \bar{X}_{HCki}) \rightarrow \min$$

где $\bar{X}_{PC1i}$, $\bar{X}_{PC2i}$ - искомые вектора координат 1-го и 2-го ПС (БПЛА) в i -й точке траектории в i -й момент времени, $\bar{X}_{BCi}$ - известные координаты ВС в i -й точке траектории в i -й момент времени, $\bar{X}_{HCi}$ - известные координаты НС, находящихся в зоне видимости, k - количество видимых НС.

На рис.1 показаны траектории полета БПЛА, полученные при решении задачи оптимизации по критерию минимума $PDOP$ для следующих сценариев: а) - один БПЛА, высота полета $H_1=300$ м (кривая 1), $H_1=50$ м (кривая 2); б) - два БПЛА, H_1 (кривая 1)= H_2 (кривая 2)=50 м; в) - два БПЛА, $H_1=150$ м (кривая 1), $H_2=50$ м (кривая 2).

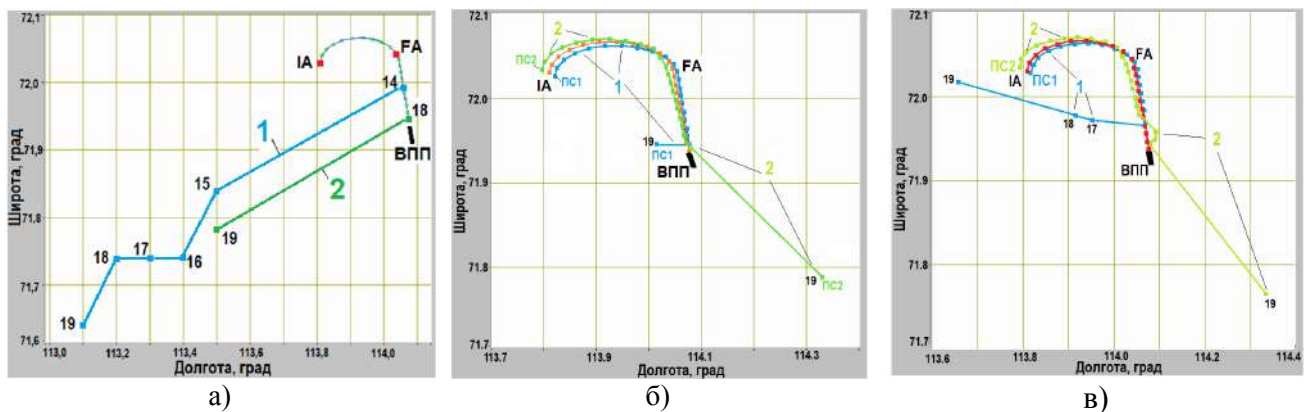


Рис.1. Оптимальные траектории полета при применении: (а) - одного БПЛА, (б, в) - двух БПЛА

3. Заключение

Проведенные исследования показали, что применение мобильных ПС, размещенных на БПЛА, движущихся по оптимальным траекториям, позволяет повысить точность ИНП. Так, величина $PDOP$ уменьшилась на 30% с 1,66 (ПС установлен в точке FA) до 1,16 (один мобильный ПС) и на 28-21% с 1,53-1,4 (два наземных ПС, установлены на удалении соответственно 1 км и 10 км относительно друг друга симметрично оси ВПП) до 1,1 (два мобильных ПС). Применение вместо одного двух мобильных ПС обеспечивает уменьшение $PDOP$ примерно на 5%.

При построении оптимальных траекторий полета БПЛА в качестве критерия оптимизации рекомендуется использовать минимум пространственного геометрического фактора $PDOP$. При этом оптимальные траектории располагаются вблизи траектории захода ВС на посадку до тех пор, пока траектория полета ВС выше траектории полета БПЛА. При снижении ВС ниже высоты полета БПЛА оптимальные траектории значительно отклоняются от траектории полета ВС. Для получения реализуемых на практике оптимальных траекторий полета БПЛА необходимо использовать их на возможно более низких высотах полета.

Список литературы

1. Бабуров В.И., Васильева Н.В., Иванцевич Н.В. Исследование точности навигационных определений летательных аппаратов по системе ГЛОНАСС и псевдоспутникам в арктическом регионе России //Региональная информатика и информационная безопасность. Сборник трудов. СПб: СПОИСУ. 2016. № 2. С.340-344.
2. Michael Jones. Army pseudolites: What, why and how? GPS World. August 9, 2017. [Электронный ресурс] Режим доступа: <https://www.gpsworld.com/army-pseudolites-what-why-and-how/> (дата обращения 30.03.2020).
3. Арефьев Р.О., Арефьева Н.Г., Скрыпник О.Н. Совершенствование аэронавигационного обеспечения этапа посадки путем оптимизации размещения псевдоспутников ГЛОНАСС. //Труды МАИ. 2017. №92. С.28.

Результаты испытаний технологических наноспутников и предложения по созданию космических систем на их основе

С.А. Волков, Н.С. Данилин, А.Ю. Потюпкин, А.С. Селиванов, А.С. Сергеев, Ю.А. Тимофеев

АО «Российские космические системы»

Москва, 111250

e-mail: timofeev_ua@spacecorp.ru

Аннотация: В докладе представлены результаты испытаний технологического наноспутника ТНС-0 № 2 разработки АО «Российские космические системы» и перспективы развития космических систем на его основе.

В настоящее время в современной технике активно развиваются и совершенствуются новые информационные технологии. При этом особое значение приобретает возможность реализации и апробации этих технологий с помощью космических систем нового поколения на базе малоразмерных космических аппаратов (МКА). В этом плане перспективным направлением является использование для этой цели малоразмерных технологических наноспутников (ТНС). Данные аппараты созданы на основе унифицированных технологий малогабаритного спутникового приборостроения с использованием элементов микроминиатюризации и нанотехнологий. В течение 2017—2019 гг. были успешно проведены летные испытания технологического наноспутника ТНС-0 № 2 разработки АО «Российские космические системы» [1]. Запуск аппарата произведен 17 августа 2017 г., с борта международной космической станции. Первый сеанс связи состоялся 18 августа 2017 г. в 16:07 и регулярно проводились до 19:44 6 сентября 2019 г., длительность полета составила 752 суток. В ходе полета было выполнено 11820 витков. Для приема телеметрии (ТМИ) и управления работой ТНС-0 № 2 использовался канал связи через систему спутниковой связи (ССС) «Глобалстар» и УКВ-модем (диапазон UHF, частота 430 МГц, одна УКВ-станция в Москве). За время полета проведено 8133 успешных сеанса суммарной длительностью 170 часов 53 минуты и 2120 УКВ-сеансов длительностью 218 часов 50 минут. Принято 3,8 миллионов ТМИ-кадров общим объемом 117 Мбайт. Отправлены 41 тыс. команд, на них получены 29,7 тыс. кадров подтверждения исполнения. Средняя продолжительность сеанса связи составила 1 мин. 16 сек., максимальная — 12 мин. 22 сек. Средняя скорость передачи информации — 200 байт/сек. Средняя продолжительность сеанса связи через УКВ-канал составила 6 минут 12 секунд, максимальная — 9 мин. 30 сек. Сеансы связи по УКВ проводились через одну станцию, расположенную на территории АО «Российские космические системы». На проведение сеанса связи через СССР «Глобалстар» («ГС») оказывают влияние несколько факторов: взаимное расположение МКА — спутник-ретранслятор — «ГС» — наземный шлюз «ГС», ориентация антенн на МКА, ошибка определения местоположения быстро движущегося терминала «ГС» внутри системы, наличие роуминга у оператора наземного шлюза. В качестве примера приведены результаты расчета длительности возможных зон радиовидимости (ЗРВ) ТНС-0 № 2 на 1 августа 2018 г.

Тип расчета	Длительность всех ЗРВ
Учет только прямой видимости ТНС-0 — «ГС»	9 часов 57 минут
Дополнительно учитывается ориентация антенн	8 часов 52 минуты
Дополнительно ограничена максимальная радиальная скорость между ТНС-0 и «ГС»	7 часов 34 минуты
Фактическая длительность проведенных сеансов связи	19 минут

Из результатов расчета следует, что ограничения, вызванные определением местоположения терминала, сильно влияют на количество и длительность сеансов связи. По результатам полета ТНС-0 № 2 видно, что СССР «Глобалстар» может быть применима только в качестве резервного канала связи и управления. Передавать значительные объемы целевой информации через СССР «Глобалстар» не представляется возможным. В связи с этим для реализации широких возможностей перспективных наноаппаратов и их полной целевой реализации целесообразно использовать отечественные системы космической связи и управления, которые в настоящее время разрабатываются [2].

Список литературы

1. Летные испытания наноспутника ТНС-0 №2 второй этап Материалы 53-х Научных чтений памяти К.Э. Циолковского Калуга 2018.
2. В.В. Бетанов, С.А. Волков, Н.С. Данилин, А.Ю. Потюпкин, А.С. Селиванов, Ю.А. Тимофеев, Проблемные вопросы создания многоспутниковых орбитальных группировок на базе малоразмерных космических аппаратов // Научно-технический журнал «Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы», 2019, том 6, выпуск 3.

Угловая разрешающая способность фазовых радиопеленгаторов с антенными системами в виде линейных решеток¹

¹ Денисов В.П., Дубинин Д.В., Ерофеев Д.В.

¹ Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, 634050, проспект Ленина, 40, Российская Федерация
dvp15@sibmail.com

Аннотация: Показано, что угловое разрешение источников сигналов в фазовых пеленгаторах с антенными системами в виде линейных решеток из слабонаправленных элементов может быть получено путем определения для каждого из источников своего набора полных периодов разностей фаз, утраченных при измерениях. Показано, что метод максимального правдоподобия, развитый для оценки угла прихода одного сигнала, пригоден для углового разрешения сигналов. Показана общность оснований для углового разрешения методом максимального правдоподобия и методом «суммирования косинусов». Даны оценки точности пеленгования принимаемых сигналов.

1. Введение

Рассматривается угловая разрешающая способность фазовых радиопеленгаторов, то есть способность одновременно пеленговать два или более источника радиоизлучения. Фазовый пеленгатор понимается в традиционном смысле [1]. Предполагается, что элементы антенной системы слабонаправленные, так что могут одновременно принимать сигналы из широкого углового сектора. Фазовые пеленгаторы применяются в радиоастрономии, радионавигации [2], радиолокации, системах радиоэлектронной борьбы [3,4].

В фазовых пеленгаторах с антенными системами из слабонаправленных элементов разрешение неоднозначности фазовых измерений производится путем применения ряда разнесенных антенн и последующей обработки совокупности измеренных разностей фаз. Схожесть терминов «угловое разрешение» и «разрешение неоднозначности измерений» заставляет нас подчеркнуть, что предмет рассмотрения статьи – угловая разрешающая способность. Вопросы угловой разрешающей способности радиопеленгаторов с антенными решетками широко обсуждаются в литературе, причем акценты делаются на сверхразрешение [5]. Для реализации такой возможности приемные тракты должны быть линейными. В фазовых пеленгаторах линейность приемных трактов не требуется. Кроме того, фазовые пеленгаторы беспойсковые по углу. Указанные особенности приводят к их широкому применению в системах радиоэлектронной борьбы. Реально угловое разрешение проявляется в способности пеленгования сигналов, одновременно попадающих в полосу пропускания приемника.

2. Теория

Предположим, что антенная система пеленгатора представляет собой линейную решетку из N элементов и на ней образовано $n = N - 1$ фазометрических баз, как показано на рис. 1. Если на входе пеленгатора одна плоская волна, а фазовые погрешности на базах независимы и имеют равные дисперсии σ_φ^2 , плотность распределения вероятностей совокупности n измеренных разностей фаз, которую далее будем рассматривать как функцию правдоподобия параметра $v = \sin \alpha$, имеет вид

$$L_\varphi(v) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_\varphi^2}} \right)^n \cdot \exp \left\{ - \sum_{i=1}^n \frac{(\varphi_i + k_i - n_{xi}v)^2}{2\sigma_\varphi^2} \right\}, \quad (1)$$

где φ_i — измеренная разность фаз на базе l_i , выраженная в рад/2 π , k — целое число периодов разности фаз, утраченное при измерениях, n — число фазометрических баз, $n_{xi} = l_i / \lambda$.

Решая уравнение правдоподобия, получаем

$$v = \sum_{i=1}^n q_i \Phi_i = \sum_{i=1}^n q_i (\varphi_i + 2\pi k_i), \quad (2)$$

где $v = \sin \alpha$ направляющий косинус приходящей волны по отношению к оси x (рис.1), Φ_i — полная разность фаз на базе l_i , $\vec{q} = (q_1, q_2, \dots, q_n)$ — вектор весов, зависящий от структуры антенной системы.

¹ Работа выполнена в рамках проекта по госзаданию Минобрнауки РФ № FEWM-2020-0039.

Предположим, что на антенную систему приходят сигналы от двух (или более) источников радиоизлучения (ИРИ). Они создают единую совокупность измеренных разностей фаз $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n$. Вычисление направляющего косинуса каждой из волн возможно по формуле (2) за счет определения для каждой из них своего набора полных периодов разностей фаз на фазометрических базах $k_1, k_2, \dots, k_n$. Это положение является основой для рассматриваемого ниже алгоритма. Направляющие косинусы каждой из волн при таком походе определяются с некоторой ошибкой.

Применим метод максимального правдоподобия к ситуации, когда на входе пеленгатора присутствуют две плоские волны, так что разность фаз на базах определяется формулой (6)

$$\Phi_i = \frac{2\pi}{\lambda} l_i v_1 + \arctg \frac{2R \sin \left[\frac{\pi \cdot l_i}{\lambda} (v_2 - v_1) \right] \cos \left[\frac{\pi \cdot l_i}{\lambda} (v_2 - v_1) + \gamma \right] + R^2 \sin \left[\frac{2\pi \cdot l_i}{\lambda} (v_2 - v_1) \right]}{1 + 2R \cos \left[\frac{\pi \cdot l_i}{\lambda} (v_2 - v_1) + \gamma \right] \cos \left[\frac{\pi \cdot l_i}{\lambda} (v_2 - v_1) \right] + R^2 \cos \left[\frac{2\pi \cdot l_i}{\lambda} (v_2 - v_1) \right]}, \quad (3)$$

где $v_1 = \sin \alpha_1$, α_1 – угол прихода первой волны, $v_2 = \sin \alpha_2$, α_2 – угол прихода второй волны, R – отношение амплитуд волн, γ – разность фаз приходящих волн на опорной антенне.

Запишем функцию правдоподобия направляющего косинуса более сильного сигнала v_1 , считая направляющий косинус второго сигнала, разность фаз сигналов γ и отношение амплитуд R фиксированными параметрами. Получим

$$L_\varphi(v_1) = K \cdot \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma_\varphi^2} \cdot \sum_{i=1}^n (n_{xi} v_1 + \Delta\Phi_i - \Phi_i - [n_{xi} v_1 + \Delta\Phi_i - \Phi_i])^2 \right\}, \quad (4)$$

где $\Delta\Phi_i$ – второе слагаемое формулы (3), символ $[\bullet]$ означает округление до ближайшего целого.

Как показало моделирование работы пеленгатора в среде MathCAD, функция правдоподобия более сильного сигнала имеет максимумы соответствующие, положению обоих источников радиоизлучения. Предел разрешения – $0,85 \cdot \lambda/L$. Условием является усреднение функции правдоподобия по разности начальных фаз интерферирующих волн. Пример показан на рис.2.

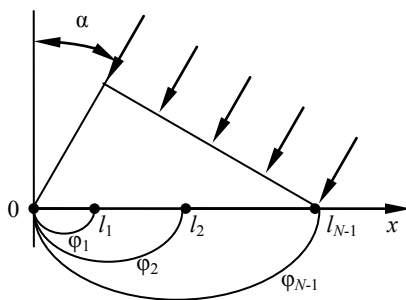


Рис.1. Антенная система фазового радиопеленгатора

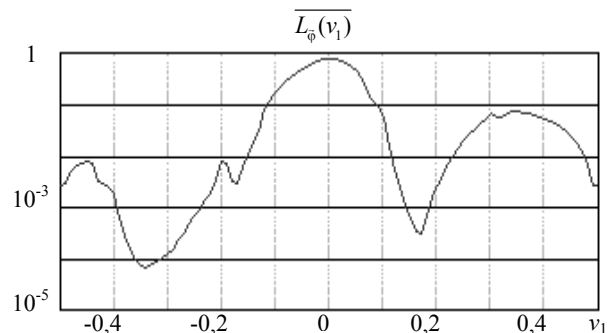


Рис.2. Усредненная по γ функция правдоподобия $L_\varphi(v_1)$, $\vec{n}_x = (1, 2, 3)$, $v_1 = 0$, $v_2 = 1/3$, $\gamma = 0$, $R = 0,9$

3. Заключение

Приведенные результаты носят теоретический характер. Однако они дают основание к поиску приемлемых технических решений для углового разрешения сигналов на основе метода максимального правдоподобия. Кроме того, они показывают, что практически реализуемый метод «суммирования косинусоид» в отношении углового разрешения сигналов близок к методу максимального правдоподобия.

Список литературы

1. Дулевич В.Е., Коростелев А.А., Ключев Н.Ф., Мельник Ю.А. и др. Теоретические основы радиолокации: Учебн. пособие для вузов. 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Сов. радио, 1978. – 608 с.
2. Фатеев Ю.Л. Определение пространственной ориентации объектов по сигналам радионавигационных систем ГЛОНАСС/GPS // Исследовано в России. 2004. № 70. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://zhurnal.aep.ru/articles/2004/071.pdf> (дата обращения 10.04.20).
3. Смирнов Ю.А. Радиотехническая разведка. М.: Военное издательство, 2006. 454 с.
4. Куприянов А.И., Шустов Л.Н. Радиозлектронная борьба. Основы теории. М.: Вузовская книга, 2011. 800 с.
5. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М.: Радио и связь, 2003. 200 с.
6. Денисов В.П., Дубинин Д.В. Фазовые радиопеленгаторы. Томск: ТУСУР, 2002. 251 с.

Измерение времени прохождения сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов через беспроводный канал для решения задач навигации¹

¹Кузьмин Л. В., ¹Ефремова Е.В.

¹ Институт радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН
г. Москва, 125009, Российская Федерация
lvkuzmin@gmail.ru

Аннотация: описываются результаты эксперимента по определению времени распространения сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов через беспроводный канал с многолучевым распространением в диапазоне частот от 3 до 5 ГГц. Сделана оценка точности измерения времени распространения сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов по их огибающей для решения задачи измерения расстояния между объектами и их локализации в пространстве в промышленных и офисных помещениях.

1. Введение

Измерение времени распространения радиосигналов в беспроводных каналах является актуальной научно-практической задачей [1–2]. Помимо традиционных узкополосных (УП) технологий [1] (WiFi, Bluetooth, ZigBee, где расстояние определяется через мощность принимаемого сигнала или направление на излучатель) хорошими кандидатами для решения данной задачи являются шумоподобные и сверхширокополосные (СШП) сигналы, имеющие два полезных фундаментальных свойства: малое время когерентности и большую базу сигнала. Благодаря этому потенциально в приемнике можно реализовать большое накопление и получить высокую точность оценивания параметров сигнала (мощность или фаза) после распространения через канал.

Физико-технические способы оценивания параметров сигналов в конечном итоге определяют возможности конкретных беспроводных технологий. В УП системах точность определения местоположения не превышает 1 м [1, 2]. Попытка улучшения точности за счет использования СШП сигналов наталкивается на многолучевое распространение, которое проявляет себя в искажении формы ультракоротких (УК) импульсов, их амплитуды и фазы, что ограничивает потенциально очень высокую точность определения момента прихода УК импульсов (~100 пс). В СШП системах, где используются УК импульсы, например, в СШП модулях Decawave DWM-1000 или Ubisense [2], точность в помещениях не превышает 10 см на расстояниях до 10 м [3–5].

Применяемые в данной работе для решения этой проблемы СШП хаотические радиоимпульсы свободны от недостатков СШП УК импульсов в многолучевых каналах. Огибающая СШП хаотических радиоимпульсов слабо меняется при прохождении через многолучевой канал, т.к. это шумоподобный сигнал [6, 7]. Это позволяет осуществить измерение времени распространения сигнала за счет измерения параметров огибающей, а не несущего колебания. Цель работы – экспериментально подтвердить возможность измерения времени и расстояния при помощи СШП хаотических радиоимпульсов СВЧ диапазона в реальных многолучевых каналах по их огибающей и предложить способы такого измерения.

2. Постановка эксперимента

Эксперимент проводился в лабораторном помещении с использованием опытных образцов СШП приемопередатчиков в соответствии со схемой, представленной на рис. 1,а. В излучателе T_x под действием модулирующего сигнала $m(t)$ генератор G_C хаотических колебаний формировал последовательность $s(t)$ из хаотических радиоимпульсов длительностью $T_P = 166$ нс, мощностью $P_P = 50$ мВт и периодом следования $2T_P$. После прохождения канала C последовательность $s_C(t)$ поступала на вход приемника E_D , формирующего огибающую $e(t)$ сигнала $s_C(t)$. Расстояние между излучателем и приемником менялось в пределах от 25 до 150 см. Запоминающий осциллограф Osc фиксировал реализации сигналов $m(t)$ и $e(t)$ в момент поступления переднего фронта первого импульса последовательности $m(t)$.

Время прохождения хаотических радиоимпульсов измерялось путем сравнения реализаций сигналов $m(t)$ и $e(t)$ (рис. 1,б) через вычисление разностей между моментами времени начала импуль-

¹ Работа выполнена по Государственному заданию

сов (их передних фронтов) сигнала передатчика $m(t)$ и импульсов сигнала-огibaющей $e(t)$ приемника для каждой соответствующей пары импульсов сигналов $m(t)$ и $e(t)$. Данный способ с технической точки зрения является наиболее привлекательным и постоянно обсуждается в литературе [8–11].

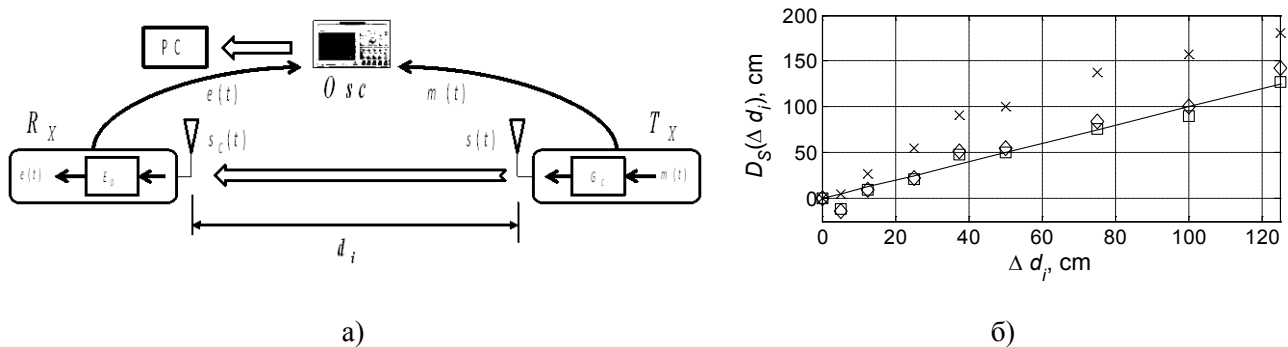


Рис 1. Схема эксперимента (а) по измерению времени распространения СШП хаотических радиоимпульсов от излучателя T_X до приемника R_X на расстояние d_i от $d_0 = 25$ см до $d_8 = 150$ см; и зависимость измеренного расстояния $D_s(\Delta d_i)$ от истинного $\Delta d_i = d_i - d_0$ определенным путем вычисления: периода времени между излученными и принятыми импульсами (ромбы); времени прихода импульсов по фиксированному порогу (кресты); минимизации задержки по пачке импульсов (квадраты).

Вычисление времени распространения осуществлялось тремя различными способами: 1 – путем усреднения времен прихода импульсов, которые определялись по их переднему фронту в привязке к фазе огибающей импульсов; 2 – путем усреднения времен прихода импульсов, которые определялись по их переднему фронту в момент превышения огибающей фиксированного порогового значения, что практически наиболее интересно; и 3 – путем определения времени прихода пачки импульсов в целом. Результаты измерений и вычислений представлены на рис. 1, б.

3. Заключение

На основе экспериментального материала предложены и проанализированы три различных способа измерения времени распространения СШП хаотических сигналов между передатчиком и приемником. Результаты показывают, что ошибка измерения существенно меньше характерных времен запаздывания лучей в многолучевом канале, которые в условиях проведенного эксперимента составляли ~ 1 м. Подтверждено, что применение СШП хаотических радиоимпульсов в многолучевом канале позволяет достичь сантиметровой точности при определении расстояния между излучателем и приемником. Эта точность хуже теоретически возможной, но превышает инструментальную, определяемую осциллографом. Описанные способы измерения могут стать основой для осуществления технической реализации предложенных подходов.

Список литературы

- Hölzl M., Neumeier R., Ostermayer G. Localization in an Industrial Environment: A Case Study on the Difficulties for Positioning in a Harsh Environment // Int. J. Distributed Sensor Networks. 2015. Vol. 11, N. 8. P.1-11.
- Alarifi A., Al-Salman A., Alsaleh M., Alnafessah A., Al-Hadhrani S., Al-Amman M.A., Al-Khalifa H.S. UltraWideband Indoor Positioning Technologies: Analysis and Recent Advances // Sensors. 2016. Vol 16, N. 5, P. 707–742.
- Poulouse A., Eyobu O. S., Kim M., Han D. S. Precise Indoor Positioning Using UWB: A Review of Methods, Algorithms and Implementations // Eleventh Int. Conf. on Ubiquitous and Future Networks (ICUFN). Zagreb, Croatia. 2019. P. 84–88.
- Wijaya B., Deng N., Jiang K., Yan R., Yang D. Real-time Adaptive UWB Positioning System Enhanced by Sensor Fusion for Multiple Targets Detection // IEEE Int. Vehicles Symposium (IV). Paris, France. 2019. P. 1239–1246.
- Schroeder G. A Real-Time UWB Multi-Channel Indoor Positioning System for Industrial Scenarios // Int. Conf. on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN). Nantes. 2018. P. 1–5.
- Кузьмин Л.В., Гриневич А.В. Способ слепого обнаружения сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов на фоне межимпульсной интерференции // Письма в ЖТФ. 2019. Т. 45, Вып. 16. С. 33–36.
- Ефремова Е.В., Дмитриев А.С., Кузьмин Л.В. Измерение расстояния между излучателем и приемником в беспроводном канале связи при помощи сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов // Письма в ЖТФ. 2019. Т. 45, Вып. 17. С. 3–7.
- D'Andrea A.N., Mengali U., Reggiannini R. The modified Cramer-Rao bound and its application to synchronization problems // IEEE Trans. on Communications. 1994. V. 42, N. 234. P. 1391–1399.
- Dardari D., Chong C., Win M. Threshold-Based Time-of-Arrival Estimators in UWB Dense Multipath Channels // IEEE Trans. on Communications. 2008. V. 56, N. 8, P. 1366–1378.
- Liu W., Ding H., Huang X., Liu Z. TOA Estimation in IR UWB Ranging with Energy Detection Receiver Using Received Signal Characteristics // IEEE Comm. Lett. 2012. V. 16, N. 5. P. 738–741.
- Zwirello L., Schipper T., Jalilvand M., Zwick T. Realization Limits of Impulse-Based Localization System for Large-Scale Indoor Applications // IEEE Trans. On Instrumentation And Measurement. 2015. V. 64, N. 1. P. 39–51.

Обнаружение сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов ансамблем приемников¹

^{1, 2} Андреев Ю.В.

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

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

Аннотация: В данной работе решается актуальная задача увеличения дальности действия сверхширокополосной прямохаотической системы связи с помощью многоэлементной системы приема на основе детекторов огибающей. Аналитически показано, что применение ансамблей приемопередатчиков на передающей и приемной стороне позволяет увеличить дальность связи пропорционально количеству передатчиков.

1. Введение

Одним из факторов, сдерживающих распространение сверхширокополосных (СШП) систем связи, является ограниченная дальность (десятки метров), определяемая ограничениями на мощность излучения одного источника [1]. Ранее для СШП прямохаотических систем связи [2] была исследована возможность увеличения дальности с помощью многоэлементного ансамбля передатчиков за счет использования коллективного режима излучения [3]. В частности, было показано, что для ансамбля N одинаковых СШП хаотических излучателей плотность мощности поля в точке приема увеличивается в N раз по отношению к одному излучателю, что обеспечивает увеличение дальности связи в $\sqrt{N}$ раз. При этом в силу хаотической природы СШП несущей энергетическая диаграмма направленности (ЭДН) всего ансамбля не изменялась, т.е. ЭДН ансамбля совпадала с ЭДН каждого отдельного излучателя.

В данной работе исследуется возможность применения многоэлементного ансамбля на приемной стороне. Рассматривается ансамбль СШП приемных устройств (приемная панель), в котором суммирование принятых сигналов осуществляется не после антенн, а после детекторов огибающих.

2. Теория

С помощью приемного ансамбля на основе M детекторов огибающей (см. рис. 1) осуществляется многоканальный некогерентный прием сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов. Задача решается в дальней зоне; считается, что фронт радиоволны достигает антенн всех приемников одновременно; канал статический, без многолучевых эффектов. СШП сигнал поступает на антенны, детектируется, огибающие на выходе хаотических приемников складываются, и затем в пороговом устройстве делается вывод об обнаружении хаотического радиоимпульса. Система сигналов ортогональная; интервал времени, на котором требуется обнаружить радиоимпульс, также считается известным.

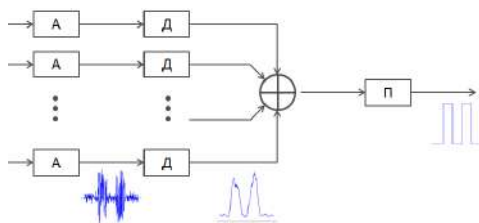


Рис 1. Приемный ансамбль

А – антенна, Д – детектор огибающей, П – пороговое устройство

В работе построена модель линейного детектора огибающей и подробно аналитически описаны преобразования сигнала в приемном тракте.

Принятый хаотический сигнал на выходе антенны обозначен $s(t)$. Во всех каналах его можно считать одинаковым. Шумы каждого приемника $\xi_i(t)$, $i = 1, \dots, M$, пересчитанные на вход соответствующего детектора, представлены нормальным гауссовым шумом, отфильтрованным в полосу частот СШП сигнала. Так как все приемники одинаковы, дисперсия шума у них также одинакова и рав-

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

на $\sigma_{\text{ш}}^2$. В качестве модели хаотического несущего сигнала для расчетов возьмем нормально-распределенный случайный сигнал с дисперсией $\sigma_{\text{х}}^2$. Модель линейного детектора огибающей представлена связкой из квадратичного диода и фильтра низких частот (ФНЧ), согласованного с длительностью хаотических радиоимпульсов T . При переходе к дискретному представлению сигналов, после преобразований, перехода к распределению хи-квадрат, учета центральной предельной теоремы и т.д., на выходе детектора i получим отсчет, равный энергии принятого сигнала на предписанном временном интервале:

$$E_{0i} = n\sigma_{\text{ш}} + \zeta_{\text{ш}i}, \quad (\text{нет радиоимпульса}) \quad (1)$$

$$E_{1i} = n(\sigma_{\text{х}} + \sigma_{\text{ш}}) + \zeta_{\text{х}i} + \zeta_{\text{ш}i}, \quad (\text{есть радиоимпульс}) \quad (2)$$

где $\zeta_{\text{х}i}$ и $\zeta_{\text{ш}i}$ — нормально-распределенные случайные величины с нулевым мат. ожиданием, n — число независимых отсчетов на интервале радиоимпульса T ; если база сигнала $B = \Delta f T$, то $n = 2B$. Распределения для этих отсчетов энергии описываются функциями на рис. 2а. С помощью распределений рассчитан идеальный порог X_T для решающего устройства, а также аналитически выведены выражения для вероятности ошибки приема.

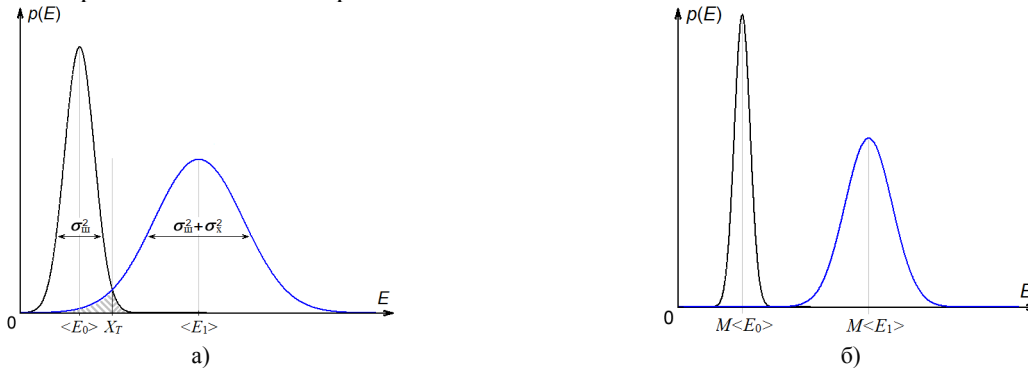


Рис 1. Функции распределений отсчетов энергии при отсутствии/наличии радиоимпульса: а) на выходе детектора огибающей. X_T — оптимальный порог; б) после сумматора.

После суммирования M сигналов огибающей энергия принятого сигнала в случае наличия радиоимпульса становится равна

$$E_{1\Sigma} = Mn(\sigma_{\text{х}} + \sigma_{\text{ш}}) + M(\zeta_{\text{х}} + \zeta_{\text{ш}}). \quad (3)$$

Величина $Mn(\sigma_{\text{х}} + \sigma_{\text{ш}})$ на входе порогового устройства представляет собой полезный сигнал, в то время как $M(\zeta_{\text{х}} + \zeta_{\text{ш}})$ является случайной помехой (шумы различных детекторов и хаотический сигнал передатчика все попарно некоррелированы). Вид функций распределения для суммарных отсчетов энергии показан на рис. 2б. Отношение сигнал/шум ρ , как отношение мощности полезного сигнала к дисперсии шума при суммировании увеличивается в M раз:

$$\rho = (Mn(\sigma_{\text{х}} + \sigma_{\text{ш}}))^2 / DM(\zeta_{\text{х}\Sigma} + \zeta_{\text{ш}\Sigma}) = M(n(\sigma_{\text{х}} + \sigma_{\text{ш}}))^2 / D(\zeta_{\text{х}\Sigma} + \zeta_{\text{ш}\Sigma}) = M\rho_{\text{к}}, \quad (4)$$

где $\rho_{\text{к}}$ — отношение сигнал/шум для каждого отдельного канала. Таким образом, использование массива приемников огибающей позволяет пропорционально увеличить отношение сигнал/шум на приемной стороне.

3. Заключение

Аналитически рассмотрена многоэлементная система обнаружения (приема) СШП хаотических радиоимпульсов. Показано, что при использовании M детекторов огибающей отношение сигнал/шум перед решающим устройством увеличивается в M раз по отношению к одному детектору. Данный результат получен с использованием подхода, предложенного в [4], и согласуется с результатами для узкополосных несущих сигналов.

Для многоэлементной СШП прямохаотической системы связи с N согласованно излучающими передатчиками и N описанными выше приемниками увеличение дальности составит N раз. Таким образом, применение многоэлементным систем на передачу и прием СШП хаотических радиоимпульсов позволяет эффективно решать задачу увеличения дальности действия СШП системы связи.

Список литературы

1. Решение ГКРЧ № 09-05-02 от 15 декабря 2009 г.
2. Дмитриев А.С., Панас А.И. Динамический хаос. Новые носители информации для систем связи. — М.: Физматлит, 2002.
3. Andreyev Yu. Structure of the emission field of ensemble of ultra-wideband chaotic sources // ITM Web Conf., 30 (2019) 05029. CriMiCo 2019. DOI: <https://doi.org/10.1051/itmconf/20193005029>.
4. Харкевич А.А. Борьба с помехами. — М.: Гос. изд-во физ.-мат. лит., 1963.

Поведение информационного параметра глиссадного радиомаяка системы посадки самолётов¹

¹ Юнгайтис Е.М., ¹ Жданов Б.В., ¹ Ершов А.В., ¹ Войтович Н.И.

¹ ФГАОУ ВО «Южно-Уральский государственный университет (НИУ)»

Россия, 454080, г. Челябинск, проспект Ленина, 76

jungaitis92@gmail.com, eav@list.ru, boris.z@inbox.ru, voytovichni@mail.ru

Аннотация: Рассматривается поведение информационного параметра глиссадного радиомаяка системы посадки самолётов в широком секторе углов места с использованием модели подстилающей поверхности как границы раздела двух диэлектрических сред. Анализируются экспериментальные данные, полученные лётным путём. Найденные закономерности полезны при выполнении лётной настройки глиссадного радиомаяка.

1. Введение

В радиомаячных системах посадки самолётов формата ILS и формата ПРМГ [1,2] используют глиссадные антенные решётки, формирующие информационный параметр о положении самолёта относительно заданной траектории захода самолёта на посадку (глиссады) с участием радиоволн, отражённых от подстилающей поверхности. Обычно для упрощения анализа характеристик глиссадного радиомаяка (ГРМ) подстилающую поверхность считают идеально проводящей. Считают, что высоты подвеса излучающих элементов антенной решётки относительно подстилающей поверхности относятся к высоте подвеса первого излучающего элемента как целые числа. В лётных экспериментах определяют поведение характеристики ГРМ лишь в пределах рабочего сектора [3].

В настоящем докладе рассмотрено поведение зоны глиссады с учётом того, что подстилающая поверхность является границей раздела двух диэлектрических сред. Рассмотрение ведётся в широкой области углов места, существенно превышающей рабочий сектор ГРМ. Найденные в широкой области закономерности используются для принятия решений о корректировке настройки ГРМ.

2. Теоретическое обоснование

Для определённости рассматриваются характеристики ГРМ равносигнальной зоны [2] с антенной решёткой, включающей в себя два излучающих элемента (антенны), расположенных друг над другом на высотах, отличающихся по величине в два раза. Информационный параметр — коэффициент разнотональности сигналов, определяется соотношением:

$$KPC(\theta) = \frac{|E_1(\theta) + aE_2(\theta)| - |E_1(\theta) - aE_2(\theta)|}{|E_1(\theta) + aE_2(\theta)| + |E_1(\theta) - aE_2(\theta)|} \quad (1)$$

где: θ — угол места,

a — коэффициент, определяющий крутизну зоны;

$$\dot{E}_1(\theta) = e^{ikh_1 \sin \theta} + R(\theta)e^{-ikh_1 \sin \theta} \quad (2)$$

$$\dot{E}_2(\theta) = e^{ikh_2 \sin \theta} + R(\theta)e^{-ikh_2 \sin \theta} \quad (3)$$

h_1 (h_2) — высота подвеса нижней (верхней) антенны относительно подстилающей поверхности;

$R(\theta)$ — коэффициент отражения Френеля от подстилающей поверхности.

Комплексные диаграммы направленности нижней и верхней антенн рассматриваются как векторы на комплексной плоскости, зависящие от параметра θ . В случае идеальной проводимости фазовые диаграммы направленности представляют собой разрывные функции, испытывающие скачок на π при переходе из каждого лепестка амплитудной диаграммы направленности в соседний лепесток. При учёте реальных параметров почвы [4] фазовая диаграмма направленности имеет вид непрерывной монотонно возрастающей функции. При этом наблюдается различие в поведении функции $KPC(\theta)$ в окрестности углов места, примерно равных удвоенному углу глиссады: $2\theta_{zл}$ и $4\theta_{zл}$. В некоторой окрестности каждого из этих углов график функции $KPC(\theta)$ выглядит как график кривой конического сечения с закруглением малого радиуса.

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки РФ по договору № 02.G25.31.0046.

3. Экспериментальные результаты

Измерения выполнены с помощью воздушного судна-лаборатории (ВСЛ), оборудованного аппаратурой лётного контроля. Принятые на борту воздушного судна высокочастотные сигналы ГРМ подвергаются преобразованию, в результате которого формируется ток индикации I (мкА).

На рис. 1 приведена зависимость тока индикации (верхний график) и зависимость тока устройства траекторной записи (УТЗ) (нижний график), определяющего угол места самолёта. В левой части рисунка приведены записи калибровки тока I в (мкА/мм) и тока калибровки УТЗ (мкА/град).

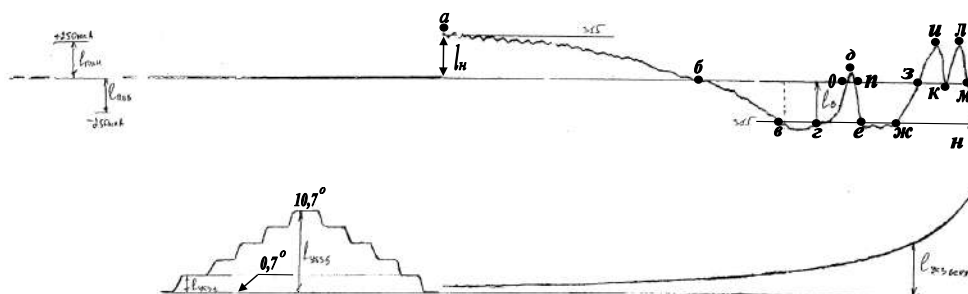


Рис. 1. Ток индикации и ток УТЗ при полёте на высоте 300 м в направлении оси ВПП.

По графику тока УТЗ определяют угол ВСЛ относительно горизонта в системе координат с началом на позиции УТЗ. На графике тока индикации буквами $a-n$ отмечены обсуждаемые в докладе характерные точки. Угловые координаты характерных точек указаны в таблице.

Таблица 1.

Точки	a	b	v	z	d	e	$ж$	$з$	$и$	$к$	$л$	$м$	$н$	$о$	$п$
θ_v	1,87	2,67	4,28	4,8	5,35	5,88	6,95	8,02	9,09	10,7	12,3	13,37	15	5,3	5,4
θ_v / θ_{gl}	0,7	1	1,4	1,8	2	2,2	2,6	3	3,4	4	4,6	5	5,6	1,98	2,02

На основании найденных в докладе закономерностей можно по поведению тока индикации между точками z и e , $м$ и $л$ сделать вывод о том, что нижняя антенна установлена на одну десятую длины волны выше положенной высоты.

4. Обсуждение результатов

В качестве экспериментальных результатов в докладе использованы результаты плановой лётной проверки характеристик ГРМ. Экспериментальные результаты подтверждают закономерности в поведении информационного параметра. В окрестности углов места, равных $2\theta_{gl}$ и $4\theta_{gl}$ наблюдается уклонение тока индикации в форме сечения конуса с закруглением.

5. Выводы

Учёт подстилающей поверхности как границы раздела двух диэлектрических сред [5] объясняет особенности поведения характеристики ГРМ в окрестности двойного угла глиссады. Анализ поведения тока индикации в широком секторе углов на основе найденных закономерностей оказывается полезным для выполнения лётной настройки ГРМ.

Библиографический список

1. Приложение 10 к Конвенции о международной гражданской авиации. Авиационная электросвязь. Том 1. Радионавигационные средства. ИКАО, Монреаль (Канада), 2006. — 616.
2. Угловые радиотехнические системы посадки: (Прогнозирование точностных характеристик). Г.А. Пахолков, В.В. Кашинов, М.Е. Соломоник, Ю.Г. Шатраков. — М.: Транспорт, 1982. — 159 с.
3. Васильева, Е.Ф. Методика лётной проверки радиомаячных систем посадки и навигации с помощью аппаратуры лётного контроля АСЛК-75 / Е.Ф. Васильева (ред.). — ВВС, 1995. — 212 с.
4. Электрические характеристики земной поверхности. ИТУ:Международный союз электросвязи. Серия Р. Распространение радиоволн. Рекомендация МСЭ-R P.527-4(06/2017).
5. Вайнштейн, Л.А. Электромагнитные волны / Л.А. Вайнштейн. — М.: «Радио и связь», 1988. — 440 с.

Анализ точностных характеристик дальномерных каналов радиотехнических систем ближней навигации

¹Фридман Л. Б., ²Синицин Е. А.

¹ НПК «ТИМ»

г. Санкт-Петербург, 195027, Санкт-Петербург, пр. Шаумяна, д.4, корп.1, Лит. А, офис 216
lenya2002@bk.ru

² НТЦ АО «Челябинский радиозавод «Полет»

г. Санкт-Петербург, 194223, ул. Курчатова, д.9, Российская Федерация

Аннотация: Приводятся результаты оценки точностных характеристик каналов измерения дальности радиотехнических систем ближней навигации. При этом рассматривается влияние отражений от местных объектов, внешних помех, искажений сигнала в бортовом приемнике и погрешности, вносимой аппаратурой наземного азимутально-дальномерного радиомаяка, в общую погрешность измерения дальности. С учётом указанных мешающих факторов определяется общая погрешность определения дальности, а также составляющая погрешности, вносимая аппаратурой наземного азимутально-дальномерного радиомаяка.

1. Введение

Канал дальности (КД) радиотехнической системы ближней навигации (РСБН) работает по принципу «запрос-ответ» и реализует импульсный (временной) метод определения дальности. Информация о дальности заключена в интервале времени между моментом излучения с летательного аппарата (ЛА) сигнала запроса дальности (ЗД) и моментом приема сигнала ответа дальности (ОД) с наземного азимутально-дальномерного радиомаяка (АДРМ).

В состав канала дальности входит бортовое оборудование - запросчик дальномера и наземный АДРМ, называемый также ответчиком дальномера. Импульсный характер дальномерных сигналов позволяет АДРМ работать одновременно с несколькими запросчиками, т. е. способствует увеличению пропускной способности КД [1]. Применение различных частот и кодов для сигналов ЗД и ОД повышает помехоустойчивость запросчиков к сигналам ЗД других ЛА и предотвращает запуск АДРМ собственными сигналами, отраженными от местных объектов.

2. Теория

Точность измерения дальности зависит главным образом от тех факторов, которые приводят к искажению временного положения переднего фронта ОД, так как измерение интервала времени производят обычно по передним фронтам импульсов. К числу таких факторов можно отнести отражения от местных объектов, помехи, принимаемые одновременно с полезным сигналом, и искажения сигнала в бортовом приемнике.

Влиянием отражений от местных объектов на бортовое оборудование можно пренебречь, так как передний фронт полезного импульса всегда соответствует кратчайшему расстоянию между АДРМ и ЛА [2]. Влияние внешних помех на канал дальности мало из-за применяемого импульсного кодирования.

Источником погрешностей также является измеритель времени, аппаратурные погрешности которого оказывают влияние на точность измерения дальности. Кроме того, на точность измерения влияет задержка сигнала в сравнительно узкополосных усилителях приемного тракта запросчика, которая зависит от уровня усиливаемого сигнала, нестабильности температуры и уходов несущей частоты.

Среднеквадратичная погрешность (СКП) измерения дальности с помощью РД [3]:

$$\sigma_R = D \left[\left(\frac{\sigma_M}{0,5c} \right)^2 + \left(\frac{\sigma_t}{t_R} \right)^2 \right]^{1/2}, \quad (1)$$

где σ_M - составляющая СКП, определяемая нестабильностью скорости распространения радиоволн;

σ_t - составляющая СКП, определяемая аппаратурной погрешностью измерения t_R ;

D - расстояние от ЛА до АДРМ;

t_R - время распространения радиосигнала от ЛА до АДРМ и обратно (без учёта аппаратурной задержки);

c - скорость распространения радиоволн.

Анализ уравнения (1) показал, что σ_M , даже в наихудших условиях, когда $(\sigma_c/c) = 10^{-4}$ (σ_c - среднеквадратичное отклонение скорости распространения радиоволн), а $D = 600$ км (высота полета ЛА - около 20 км), составляет примерно 60 м, что позволяет в обычных условиях использования РСБН не учитывать нестабильность скорости распространения радиоволн и считать, что основной вклад в бюджет точности КД вносит аппаратурная погрешность измерения времени задержки t_R сигнала ОД.

В цифровом РД к указанным составляющим добавляется погрешность дискретности отсчета $\sigma_{ДС} = (0,5cT_{Cч})/\sqrt{12}$, зависящая от периода повторения счетных импульсов $T_{Cч}$ [3].

Реальная точность КД характеризуется СКП $\sigma_R \approx 100$ м.

Оценим погрешность, вносимую АДРМ в измерение дальности на борту ЛА. Погрешность, вносимая аппаратурой АДРМ в общую погрешность измерения дальности, складывается из следующих основных частей

$$\sigma = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sigma_3^2}, \text{ где}$$

σ_1 - ошибка определения временного положения запросного сигнала;

σ_2 - ошибка формирования временной задержки ответного сигнала;

σ_3 - ошибки кодирующие-декодирующих устройств и формирователей ответного сигнала.

Момент фиксации видеоимпульса в случае простой фиксации по переднему фронту изменяется на величину длительности фронта, составляющую в формате системы РСБН 0,3-0,4 мкс [3]. Следовательно, при использовании простого фиксатора по переднему фронту в любом случае ошибка не превысит этой величины, т.е. диапазон изменения момента фиксации дальномерного канала не превысит 60 м. Если юстировка сделана, ориентируясь на сигналы, мощность которых занимает среднее положение между минимальным и максимальным значениями, ошибка фиксации будет меняться в пределах ± 30 м, т.е. $\sigma_1 = 10$ м.

Найденная максимальная ошибка временной задержки, возникающая за счет нестабильности кварцевого генератора для направленного и всенаправленного режимов [3] $\sigma_{2н} = 0,03$ м, $\sigma_{2с} = 0,1$ м.

Наконец, при частоте тактового генератора в 8 МГц максимальная ошибка, возникающая из-за наличия временной дискретности в работе дешифратора составит $\pm 9,4$ м, следовательно, $\sigma_3 \approx 3,1$ м.

$$\text{Отсюда } \sigma_{н,с} = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sigma_3^2} \approx 10 \text{ м.}$$

3. Заключение

Точность дальномерного канала РСБН характеризуется среднеквадратичной погрешностью, составляющей порядка 100 м. При этом на точность измерения дальности влияет задержка сигнала в усилителях приемного тракта запросчика (бортового оборудования летательного аппарата), которая зависит от уровня усиливаемого сигнала, нестабильности температуры и уходов несущей частоты. Кроме того, источником погрешностей является измеритель времени, аппаратурные погрешности которого оказывают влияние на точность измерения дальности.

Погрешность, вносимая аппаратурой АДРМ в общую погрешность измерения дальности, характеризуется среднеквадратичной погрешностью, составляющей около 10 м. При этом величина погрешности, вносимой аппаратурой АДРМ, определяется ошибкой определения временного положения запросного сигнала (влияние остальных факторов пренебрежимо мало). Момент фиксации видеоимпульса (в случае простой фиксации по переднему фронту) изменяется на величину длительности фронта, составляющую в формате системы РСБН 0,3-0,4 мкс. Таким образом, величина погрешности, вносимой аппаратурой АДРМ, определяется длительностью фронта импульсов канала дальности.

Список литературы

1. Сосновский А. А., Хаймович И. А. Авиационная радионавигация. М.: Транспорт, 1980. 255 с.
2. Фридман Л. Б., Ершов Г. А., Недобежкин М. И., Сеницын Е. А. Повышение помехоустойчивости дальномерного и информационного радиоканалов системы ПРМГ при действии внутрисистемных помех // 28-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2018 (Севастополь, 9—15 сент. 2018 г.). 2018. С. 398—402.
3. Бакулев П. А., Сосновский А. А. Радионавигационные системы. М.: Радиотехника, 2005. 224 с.

Точность моноимпульсной пеленгации при исключении среднего рэлеевского шума

Морозов О.А., Фидельман В.Р., Чуманкин Ю.Е.

Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского
просп. Гагарина 23 к.3, Нижний Новгород, 603022, Российская Федерация
chumankinyuriy@nifti.unn.ru

Аннотация: При решении задачи детектирования и пеленгации источника излучения моноимпульсным методом необходимо добиться как можно меньшего значения средней погрешности. В качестве исходных данных используются амплитуды сигналов, зарегистрированных в разных каналах. Шумы в значениях амплитуд подчиняются распределению Рэлея. Исключение ненулевого среднего из амплитуд позволит повысить ОСШ, что уменьшит погрешность пеленгации. В работе предложен алгоритм оценки и исключения ненулевого среднего. Получены оценки точности пеленгации с использованием и без использования предложенного алгоритма.

1. Введение

В настоящее время актуальна задача однопозиционного пассивного определения местоположения источника радиоизлучения (ИРИ). Для определения местоположения источника излучения могут применяться пассивные методы пеленгации [1]. Однопозиционные методы предполагают использование одной многолучевой принимающей антенны с несколькими каналами приема. Каждому каналу приема соответствует один луч диаграммы направленности (ДН) антенны, причем максимумы лучей ориентированы по-разному. Основным этапом решения указанной задачи является определение пеленга на ИРИ. Традиционные алгоритмы пеленгации, предполагают, что перед их использованием была проведена предварительная фильтрация. Можно попытаться повысить точностные характеристики пеленгационных алгоритмов за счёт адаптивной оценки и учёта шума во время решения задачи пеленгации. Целью настоящей работы является разработка и оценка точностных характеристик такого алгоритма.

2. Теория

Описание ДН и положения источника излучения ведется в системе координат азимутальный угол φ - угол места θ . ДН дискретизуется на сетке в указанной системе координат. Из определения ДН [2] следует

$$A_i = A_0 d_i(\varphi_0, \theta_0) + A_{ni}, \quad (1)$$

где A_i – амплитуда излучения, принятого i -ым лучом ДН, A_0 – амплитуда излучения источника, d_i – ДН i -ого луча, (φ_0, θ_0) – направление на источник излучения, A_{ni} – амплитуда шума в i -ом луче.

Традиционно в задачах обнаружения и обработки сигналов делается предположение о гауссовом распределении шумов в канале, из чего следует, что амплитуда шума A_{ni} распределена в соответствии с распределением Рэлея. Задача однопозиционной пассивной пеленгации формулируется как решение системы уравнений относительно неизвестного направления на источник (φ_0, θ_0) [3]:

$$\frac{A_i - A_j - A_{ni} + A_{nj}}{A_i + A_j - A_{ni} - A_{nj}} = \frac{d_i(\varphi_0, \theta_0) - d_j(\varphi_0, \theta_0)}{d_i(\varphi_0, \theta_0) + d_j(\varphi_0, \theta_0)}, \quad (2)$$

причём, для решения системы уравнений суммой и разностью шумовых отсчётов обычно пренебрегают. В данной работе предлагается не пренебрегать шумовыми отсчётами, а учесть их с использованием определения математического ожидания μ . Сумма шумовых отсчётов приближенно равна произведению количества слагаемых на μ . Заменим в выражении (2) сумму шумовых отсчетов на математическое ожидание шума, умноженное на количество слагаемых. Такое приближение будет тем точнее, чем больше слагаемых в нём участвует. Рассмотрим, как изменится система уравнений (2), если учесть амплитуду сигнала A_k еще в одном канале. С использованием приближения получаем систему уравнений (3)

$$\frac{A_i - A_j + A_k - \mu}{A_i + A_j + A_k - 3\mu} = \frac{d_i(\varphi_0, \theta_0) - d_j(\varphi_0, \theta_0) + d_k(\varphi_0, \theta_0)}{d_i(\varphi_0, \theta_0) + d_j(\varphi_0, \theta_0) + d_k(\varphi_0, \theta_0)}. \quad (3)$$

В системе уравнений (3) неизвестными являются параметры (φ_0, θ_0) и μ . В настоящей работе решение систем нелинейных уравнений (2) и (3) осуществляется путём минимизации функций квадратичных ошибок методом симплексной оптимизации:

3. Результаты численного эксперимента

Для моделирования использована модель осесимметричной параболической антенны с диаметром рефлектора 10 м, фокусным расстоянием 7 м и 16 облучателями. Частота настройки антенны выбрана равной 0.8 ГГц. Диаграмма, вычисленная методом блестящих точек, представлена на рис. 1.

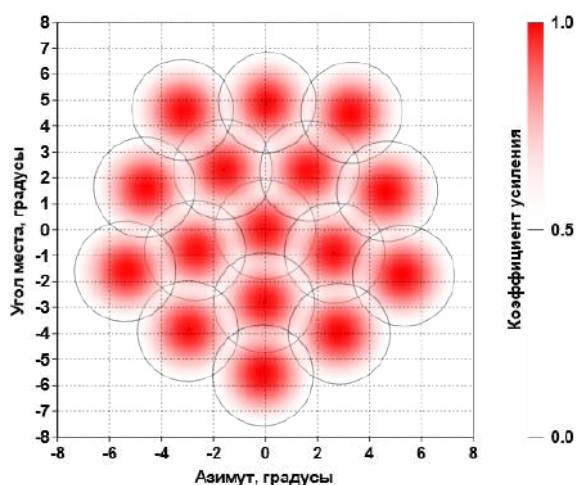


Рис 1. Диаграмма направленности антенны, использованной для проведения численного эксперимента

Практический интерес представляет определение пеленга с погрешностью, которая не превышает заданную. Вероятность определения пеленга P при данном условии может быть использована как критерий качества работы алгоритма пеленгации. В настоящей работе $P=0.2$ градуса. P оценивается по 10000 численных экспериментов. При регистрации амплитуд фиксируется ОСШ на входе антенной системы, распределение шумовых отсчётов является рэлеевским. Положение источника радиоизлучения распределено равномерно по области моделирования $\varphi^2 + \theta^2 < (7 \text{ градусов})^2$.

Вычислена зависимость вероятности P от отношения сигнал / шум (ОСШ) в пределах по ОСШ от -5 до 15 дБ. Результаты моделирования представлены на рис. 2. Цифрами 2 и 3 отмечены кривые, которые построены без применения и с применением предложенного метода соответственно.

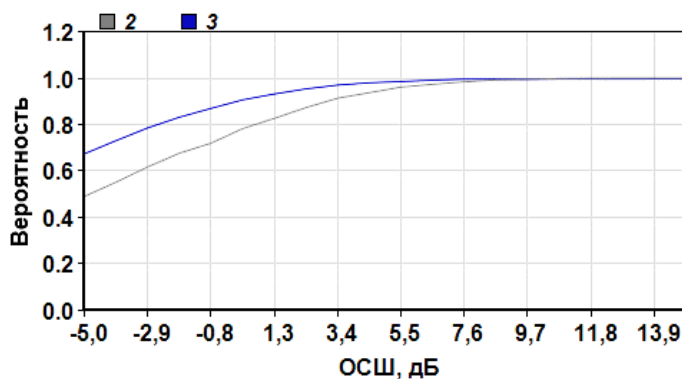


Рис 2. Зависимость вероятности P от ОСШ

4. Заключение

Разработан алгоритм адаптивного учёта шума в процессе моноимпульсной пеленгации и оценены его точностные характеристики. В результате проведения численных экспериментов, получено, что исключение среднего рэлеевского шума позволяет повысить вероятность P пеленгации с погрешностью меньше 0.2 градуса. Например, при ОСШ на входе антенной системы 1.5 дБ применение предложенного метода позволяет повысить вероятность P на ~ 0.1 .

Список литературы

1. Логинов А.А., Морозов О.А., Семенова М.Ю. Алгоритмы повышения точности оценки пеленга в задаче амплитудной моноимпульсной пассивной локации // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского, 2010, №5(2), с. 358-362.
2. Драбкин А.Л., Зузенко В.Л., Кислов А.Г. Антенно-фидерные устройства. Изд. 2-е доп. и переработ. М.: "Сов. радио", 1974. – 536 с.

Станция радиотехнической разведки

Водяных А.А., Матюхин Н.Н., Кондратенко Г.Г., Стрыбиж И.С.,
Дудник К.В., Игрунов А.Ю., Горбанов Н.А., Перькова Н.И.

АО «Руспром»
ул. Беговая, д.13, Москва, 125284, Российская Федерация
rusprom@rusprom.su

Аннотация: Рассматриваются конструкторские решения, используемые в станции радиотехнической разведки РТР, структурная схема которой была рассмотрена в [1]. Приведено описание рабочего интерфейса станции РТР. Станция РТР производится на предприятии АО «Руспром».

1. Введение

Частотный диапазон станции РТР: 70-500 МГц и 0,9-3 ГГц. Она позволяет произвести анализ сигналов (CW- непрерывных, Pulse - импульсных) источников излучения и определить пеленг на эти источники. Точность определения пеленга $\pm 5^\circ$. Частотный диапазон станции может быть расширен путем смены антенной системы, т.к. приемное оборудование работает до 18 ГГц.

2. Основная часть

В докладе будут представлены те конструкторские решения, которые применены в станции РТР. Антенная система расположена в защитном колпаке, легко монтируемом на мачте. Все приемное и обрабатывающее оборудование крепится на этой же мачте, сразу под антенной системой и защищено от внешних воздействий с помощью брезентового чехла. По кабелю снижения на станцию РТР поступает только питание и Ethernet трафик.

Станция может последовательно производить анализ до восьми источников излучения в любых четырех частотных поддиапазонах, назначенных (выбранных) оператором в полосе частот до 3 ГГц (70-500 МГц и 0,9-3 ГГц). Всего 32 источника.

Интерфейс станции содержит окно Spectrum Analyzer (окно для анализа спектра выбранного поддиапазона); таблицу требований РТР (окно Requirements Table), которое заполняется оператором по результатам анализа спектра (частота, полоса анализируемого сигнала и т.д.); и четыре окна – Видеодетектор (Video Detector), гистограмма импульсов (Histogram Pulse), гистограмма пауз (Histogram Pause), частотно-временная матрица (Time-frequency Matrix), отражающие характеристики текущего выбранного сигнала (в таблице требований текущий выбранный сигнал маркирован жёлтым цветом). Окно "Peleng, Platform Leveling, Position" отражает горизонтирование платформы и пеленг на источники сигналов. Имеется также окно Attack Setting REF позволяющее передавать данные от станции РТР внешнему источнику назначения (по каналу связи РРЛ мм диапазона).

Ниже приведено описание интерфейса работы со станцией РТР.

1. Выбирается частотный поддиапазон $i = 1 \dots 4$ (Freqsubrange) приемника - ПРМ.
2. Устанавливаются режимы анализатора спектра для выбранного частотного поддиапазона: центральная частота поддиапазона $F_{center} \in [0.07 \dots 18]$ GHz, мгновенная полоса анализа $BW \in [36 \text{ от } 3.2] \text{ MHz}$. Разрешение по частоте RBW выбирается автоматически в зависимости BW, соответственно, 40кГц или 4.44 кГц. Максимальный требуемый уровень отображения на экране – REF «связан» с ослаблением входного аттенюатора Atten. Задаются так же другие типовые параметры используемые в анализаторе спектра (Trace View, Average...) в окне Spectrum Analyzer Settings - RTI. Количество пикселей в окне анализатора спектра (AC) - 1000.

3. В окне AC маркируются те спектральные составляющие $i = 1 \dots 8$, которые заинтересовали оператора. Для этого в окне таблицы требований (Requirements Table - RTI) выбирают, активируют один из восьми маркеров кликом мышки (требуемый маркер при этом должен светиться желтым цветом). А поле Enable, рядом с выбранным маркером, должно быть активировано зеленым цветом).

4. Заполняются остальные поля таблицы требований: Filter BW, Filter Type, CW/Pulse, Threshold Video, Peleng/Omni. После чего выбранный для анализа сигнал будет пропущен через один из полосовых фильтров. В диапазоне частот от 0,9-18ГГц – это 36МГц, 10МГц, 3.2МГц, 1МГц, 0.2МГц, а в диапазоне частот от 0,07-0,9ГГц имеется возможность установить дополнительные фильтры: 200кГц, 150кГц, 100кГц, 50кГц, 12.5кГц, 6.25кГц. В диапазоне частот 0,9-18ГГц имеется возможность установить тип фильтра - с Гауссовской импульсной характеристикой для радарных сигналов или Чебы-

шевской – для связных сигналов (Filter Type). Гауссовская характеристика (по сравнению с характеристикой Чебышева) имеет пологий скат АЧХ и в полосе прозрачности фильтра Чебышева (по уровню -1dB) имеет затухание минус 11 dB и минус 6 dB в половинной полосе прозрачности фильтра Чебышева). Для улучшения фильтрующих свойств фильтра Гаусса, сигнал с его выхода, также, дополнительно пропускается через односторонний фильтр Чебышева. (Фильтр Гаусса не имеет звона по переднему и заднему фронту радиоимпульса и ему отдается предпочтение при фильтрации радарных сигналов). К выходу заданного фильтра будет подключен амплитудно-фазовый детектор (АФД). С помощью движка - MAF фильтр (слева от окна Video Detector), оператор может отфильтровать ВС (видеосигнал с выхода АФД). Порог (Threshold Video) должен быть установлен из условия отсутствия дребезга в строб. импульсе, формируемым по пересечению сигнала ВС порога Threshold. Значения порога в таблице требований устанавливаются автоматически после того, как оператор в окне Video Detector с помощью мышки установит линию порога в заданное положение. Поле CW/Pulse - заполняется оператором по данным, полученным из АС и Видеограммы сигнала. Для сигнала CW (непрерывный сигнал) – это будет означать, что строб. импульс будет формироваться от внутреннего генератора, а не от ВС (стробирующий импульс для сигнала CW необходим для взятия пеленга на источник). ТТХ (тактико-технические характеристики) прописываемого (в таблице требований) сигнала будут выводиться в окнах интерфейса Video Detector, Histogram Pulse, Histogram Pause, Time-frequency Matrix, Peleng, Platform Leveling, Position.

5. Видеограмма сигнала с выхода АФД отражена в окне Video Detector. Отражение видеограммы имеет разрешение 512 пикселей. В зависимости от режима Sweep выводится - SweepX1 - 512 отсчетов, SweepX8 - 4096 отсчетов с прореживанием и отражением каждого 8го отсчёта, SweepX256 - 131072 отсчетов с прореживанием и отражением каждого 256го отсчёта. В этом же окне отражается порог для оцифровки видеосигнала – Threshold, а также стробирующий импульс, сформированный из видеосигнала (ВС). Амплитуда видеосигнала и порог отражаются в дБ относительно полной шкалы АЦП (Full Scale ADC). Стробирующий импульс отражен в относительных единицах.

6. Видеограмма сигнала может обновляться

- автоматически при нажатой кнопке Autosync. Обновление производится каждые 200 мс по первому приходящему импульсу (для сигнала CW выборка берется сразу по истечении времени 200 мс);

- вручную оператором, при задействовании кнопки . Обновление производится по первому приходящему импульсу после нажатия указанной кнопки (для CW – выборка берется сразу после нажатия кнопки 

- вручную оператором при задействовании кнопки . Обновление происходит по первому приходящему импульсу с заданной длительностью, после нажатия указанной кнопки (данный режим только для импульсных сигналов).

7. По прописанному сигналу (в таблице требований) будут построены гистограммы импульсов, пауз, частотно-временная матрица, а также определен пеленг на сигнал, если в графе Peleng/Omni, таблицы требований, стоит Peleng (см. окна Histogram Pulse, Histogram Pause, Time-frequency Matrix, Peleng, Platform Leveling, Position). Новый набор данных для гистограмм и ЧВР матрицы (частотно-временной матрицы) осуществляется через активацию кнопок , расположенных рядом с указанными гистограммами. Данные для гистограмм набираются в течение времени T, заданном оператором ($T \in [0,1 \text{ ms} \dots 10000 \text{ ms}]$), либо если количество анализируемых импульсов превысило значение $N = 2000$ (в зависимости от того, какое событие завершится раньше).

Другие особенности интерфейса станции представлены в [2].

3. Заключение

На момент написания статьи максимальная мгновенная полоса анализа станции РТР увеличена до 108 МГц, BW = 108 МГц (с возможностью установки самого широкополосного фильтра RBW – 108 МГц).

Список литературы

1. Степанов В. Г., Коврыгин Д. В., Дудник К. В., Кондратенко Г. Г., Стрыбиж И. С., Игрунов А. Ю., Бондарь Г. Г., Лобко А. Я. Приемная система РТР // 29-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2019). Севастополь, 8—14 сентября 2019 г. : тезисы докладов. — Севастополь, 2019. С. 63—67.
2. Водяных А. А., Бритков А. В., Горбанов Н. А. и др. Конструкторские решения и интерфейсы оборудования радиотехнической разведки, радиоэлектронного подавления и блокирования радиоперехвата и управления, производимого АО «Руспром» // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2020. Т. 3, № 1. С. 41—53.

Станция радиоэлектронного подавления

Водяных А.А., Матюхин Н.Н., Лактионов А.И., Тертышный О.И., Бритков А.В.,
Игрунов А. Ю., Горбанов Н.А., Перькова Н.И.

АО «Руспром»
ул. Беговая, д.13, Москва, 125284, Российская Федерация
rusprom@rusprom.su

Аннотация: Рассматриваются предложенные ранее конструктивные решения, используемые в станции радиоэлектронного подавления – РЭП. Приведено описание рабочего интерфейса станции. Станция производится на предприятии АО «Руспром».

1. Введение

Станция РЭП работает в диапазоне частот 70-500 МГц и 1—3 ГГц, с выходной мощностью используемых усилителей, 90 Вт и $2 \times (40—60)$ Вт соответственно. С учетом антенной системы, энергопотенциал станции в диапазоне частот 1—3 ГГц повышается до 300—600 Вт. Станция РЭП позволяет формировать помеховый сигнал по заданным извне данным: частоте, направлению излучения, времени удержания помехового сигнала на заданной частоте, времени работы станции РЭП. Имеется также возможность формирования помехового сигнала заданной формы.

2. Основная часть

Конструкторские решения, которые применены на станции РЭП и описание интерфейса работы станции РЭП детально представлены в [2].

Антенная система станции расположена в защитном колпаке, легко монтируемом на мачте. Всё передающее оборудование крепится на этой же мачте сразу под антенной системой и защищено от внешних воздействий с помощью брезентового чехла. По кабелю снижения на станцию РЭП поступает только питание и Ethernet трафик. Станция может управляться по Ethernet каналу, как через кабель снижения, так и через Ethernet канал, передаваемый через РРЛ мм диапазона. В диапазоне частот 1-3 ГГц два усилителя с выходной мощностью 40-60 Вт работают на две направленные логопериодические антенны (входы 1К и 5К или 2К и 6К или 3К и 7К или 4К и 8К). Каждая пара из указанных антенн образует антенную решетку первого этажа (состоящую из четырех пар антенн). Антенная решетка второго этажа строится аналогично и имеет сдвиг в 45 град по направлению излучения относительно антенной решетки первого этажа (второй антенный этаж на рис. 1, 2 не показан). Первый и второй коммутаторы позволяют подать сигнал с выходных усилителей 1-3 ГГц на любую пару антенн первого или второго этажей (каждый коммутатор имеет по 9 выходов, один из которых подключен к omni антенне 1-3 ГГц, четыре выхода используются для подключения к антеннам первого этажа и еще четыре выхода для подключения второго этажа ; на рис. 2 показано управление только одним этажом). Коммутаторы антенн выполнены на реле Axiscom HF3 S. Потери в коммутаторе составляют 1,5 дБ.

Формирователь поддерживает на выходах усилителя (1-3ГГц) заданную разность фаз в зависимости от требуемого направления излучения. Это позволяет менять положение диаграммы направленности, формируемой каждой парой антенн, в пределах ± 35 град. И обеспечивает высокое значения энергopotенциала станции в широком диапазоне частот (1-3 ГГц) при любых направлениях излучения. В диапазоне частот 70-500 МГц используется ненаправленное излучение.

Устройство позволяет по записанным данным (через Ethernet протокол) формировать сигнал заданной формы с полосой частот до 40 МГц в течение отрезка времени 200 мс (с возможностью циклического повторения). Для этого в устройстве используются микросхемы SDRAM SAMSUNG K4S281632I.

Время реакции станции, от момента получения данных по частоте излучения, составляет 70 мкс. При условии, что направление излучения, длительность излучения на заданной частоте и центральная частота – предварительно установлены, а формирование помехового сигнала осуществляется в полосе частот ± 50 МГц, относительно центральной частоты.

Структурная схема станции представлена на рис. 1, интерфейс — на рис. 2.

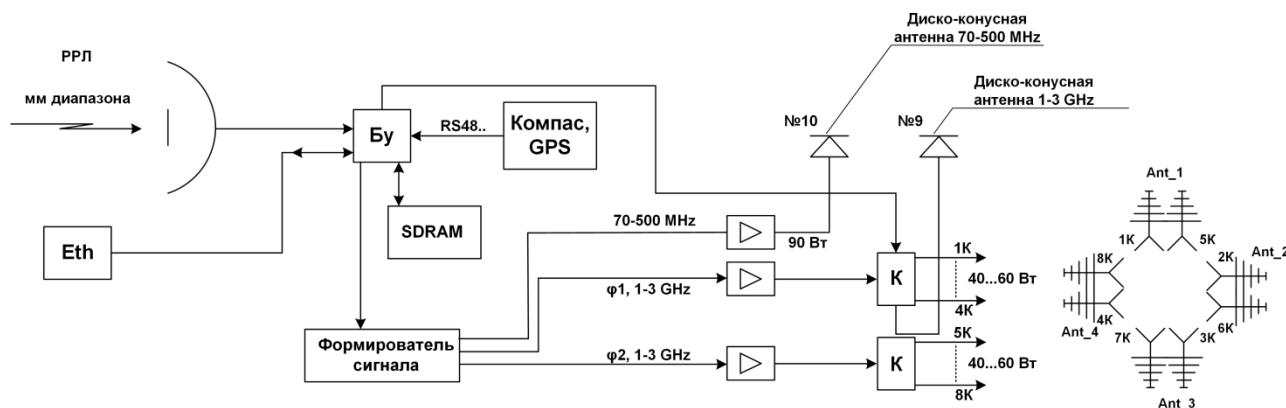


Рис. 1. Структурная схема станции РЭП

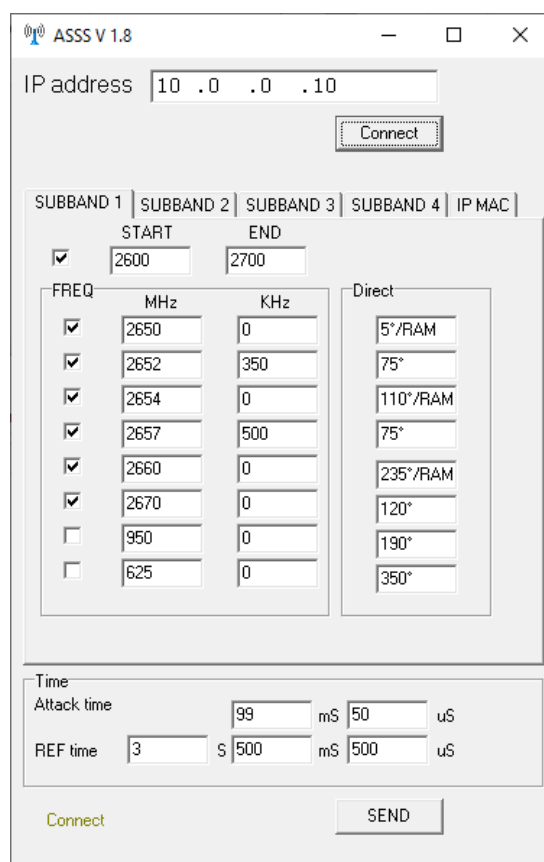


Рис. 2. Интерфейс станции РЭП

3. Заключение

На предприятии ведутся работы по повышению энергопотенциала станции в нижней части частотного диапазона: 70—500 МГц.

Список литературы

1. Степанов В.Г., Коврыгин Д.В., Лактионов А.И., Бритков А.В., Горбанов Н.А. Тертышный О.И., Игрунов А.Ю. Антенная передающая система РЭП // 29-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2019). Севастополь, 8—14 сентября 2019 г. : тезисы докладов. Севастополь, 2019. С. 53—54.
2. Водяных А. А., Бритков А. В., Горбанов Н. А. и др. Конструкторские решения и интерфейсы оборудования радиотехнической разведки, радиоэлектронного подавления и блокирования радиолиний связи и управления, производимого АО «Руспром» // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2020. Т. 3, № 1. С. 41—53.

Формирователь импульсного сигнала формирует единичный импульс (с использованием датчика Холла) при каждом полном обороте платформы вращения относительно штанги, на которой расположены магнитометр и инклинометр. Этот импульс инициирует формирование 32-х импульсных сигналов с линейной частотной модуляцией с параметрами $B \times T = 80 \text{ МГц} \times 200 \text{ мкс}$ по каждому градусу поворота платформы. Интервал между импульсами 200 мкс. Формирование указанной последовательности осуществляется на нулевой ПЧ с помощью микросхемы FPGA ПРД Slave.

Далее сигнал «переносится» на частоту 1 ГГц с помощью I, Q модулятора и затем конвертируется на центральную частоту 9410 МГц, усиливается, фильтруется и поступает на передающую антенную решетку. Этот же сигнал – 9410 МГц – используется в качестве гетеродинного сигнала в конвертере приемника.

С целью снижения рассеиваемой мощности в оконечный усилитель ПРД вводится запирающее напряжение, подаваемое на затворы оконечного усилителя, в момент окончания формирования пачки из 32-х импульсов с ЛЧМ модуляцией (до следующей пачки импульсов).

Отраженный от цели ЛЧМ сигнал поступает с приемной антенной решеткой через МШУ на вход конвертера приемника. В конвертере приемника выделяется разностная частота, которая после оцифровки поступает в FPGA PPM Master, где производится оценка этой частоты, вычисляется расстояние до цели, определяется направление на цель и т.д. Полученные данные передаются через Eth драйвер по протоколу Asterics и могут быть отражены на экране компьютера.

Ниже приведен рабочий интерфейс радара.

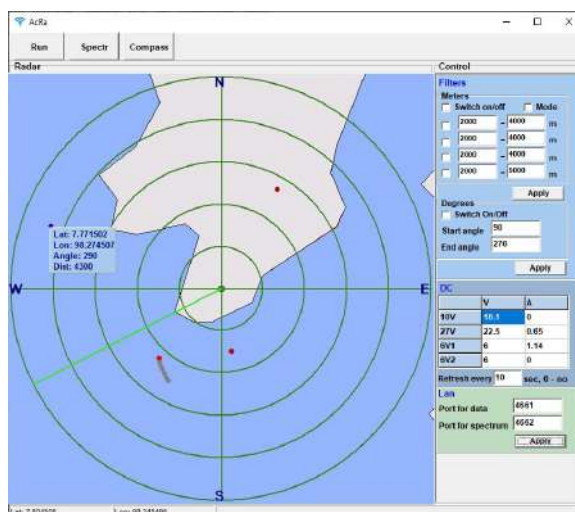


Рис. 2. Интерфейс радара X-диапазона

Левая часть предназначена для отображения графической информации, правая часть для ввода параметров и мониторинга напряжений и токов питания изделия. Для запуска отображения найденных целей на карте нужно нажать кнопку “Run”. При нажатии на кнопку “Spectr” или “Compass” открываются дополнительные окна выдачи графической информации.

Поле “Filters” предназначено для фильтрации целей по расстоянию от радара. В окнах задаются начальное и конечное значение 4-х рабочих участков в метрах. Режим “Mode” позволяет выбрать тип фильтров, полосовые или заграждающие. Цели, обнаруженные вне полос прозрачности фильтров, на экране отображаться не будут.

Поле “Degrees” предназначено для задания рабочего сектора от 0 до 359 градусов. Цели, обнаруженные вне рабочего сектора, на экране отображаться не будут. При положении антенны вне рабочего сектора излучение не включается.

В поле “Lan” задаются порты “Ethernet” для приёма данных.

3. Заключение

Ведутся работы по увеличению дальности обнаружения цели (путем использования когерентного усреднения) при сохранении всех ТТХ радара: средней мощности излучения, времени сканирования пространства и т.д.

Список литературы

1. Christian Wolff, Radartutorial Self-made Radar URL: <https://www.radartutorial.eu/14.selfmade/sm01.en.html> (дата обращения: 26.02.2020).

Устройство блокирования радиолиний связи и управления

Водяных А.А., Матюхин Н.Н., Ракитянский Ф.А., Дементенко С.А., Прокопенко А.Э.,
Пацановский Д.С., Горбанов Н.А., Перькова Н.И.

АО «Руспром»
ул. Беговая, д.13, Москва, 125284, Российская Федерация
rusprom@rusprom.su

Аннотация: Рассматривается блокиратор каналов связи радиоуправляемых устройств перекрывающий диапазон частот от 20 МГц до 6000 МГц, в котором кроме режима заградительной всенаправленной помехи реализованы дополнительные режимы для секторного подавления сигналов мобильной связи и сигналов управления и навигации беспилотных летательных аппаратов (БПЛА).

1. Введение

В связи с широким распространением новых систем радиосвязи и передачи информационных данных – 3G, 4G, радиоканалы управления БПЛА, и т.д., был разработан представленный в этом докладе новый блокиратор каналов связи радиоуправляемых устройств "JAGUAR".

Блокиратор формирует заградительную помеху с линейно частотной модуляцией, перекрывающую весь частотный диапазон от 20 МГц до 6000 МГц. Но в отличие от прошлого изделия, рассмотренного в статье [1] конструкция нового блокиратора выполнена в стойке 19U, что значительно улучшает эксплуатацию блока, так как упрощает возможную модернизацию или ремонт изделия. Также в новом блокираторе "JAGUAR" установлены дополнительные ВЧ коммутаторы, позволяющие оперативно подключать направленные антенны (вместо ненаправленных) для подавления необходимых сигналов в заданном секторе. Для установки направленных антенн разработана и изготовлена специальная поворотная платформа, управление положением которой осуществляется с помощью пульта ДУ блокиратора.

2. Основная часть

Структурная схема системы для блокировки каналов связи радиоуправляемых устройств "JAGUAR" показана на рисунке 1.

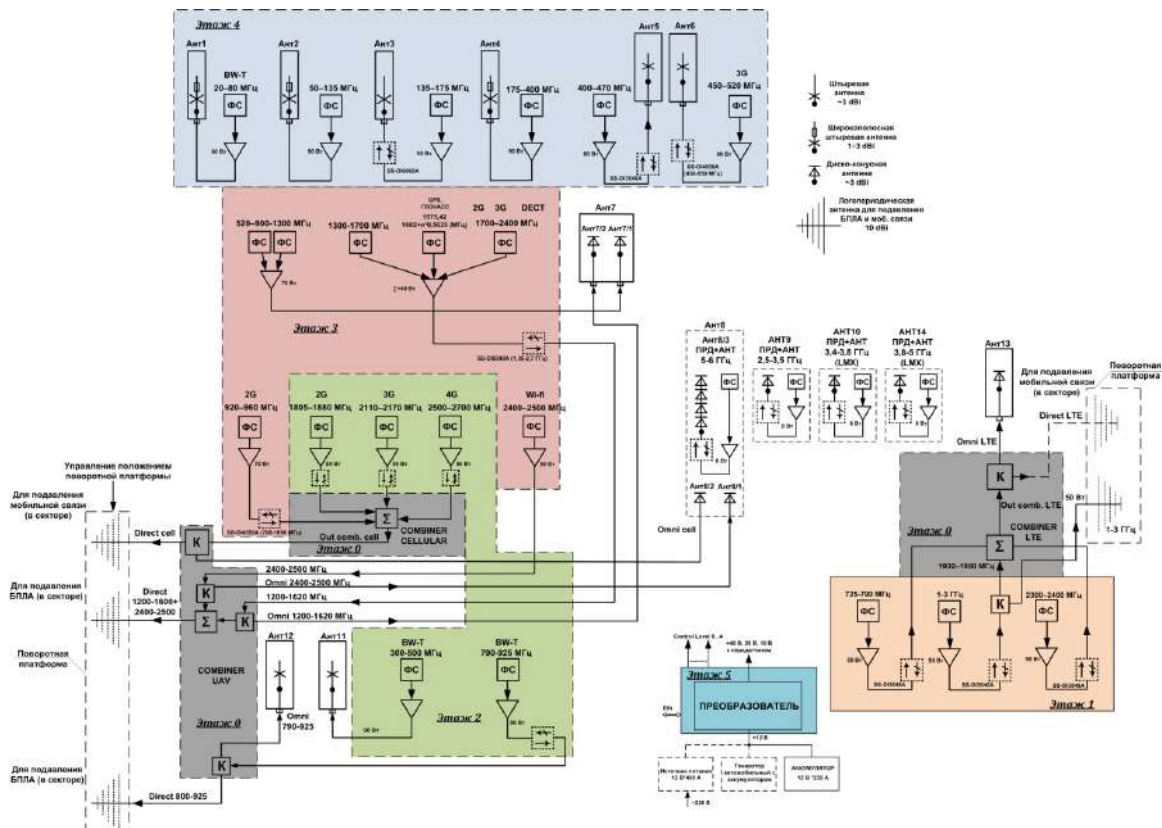


Рис. 1. Структурная схема изделия "JAGUAR"

Конструктивно блокиратор состоит из шести блоков (этаж 0 ... этаж 5), установленных в стойку, каждый из которых, в случае необходимости, может быть легко извлечен из стойки.

Стойка основного передатчика состоит из 18 литерных передатчиков, перекрывающих частотный диапазон от 20 до 2700 МГц (каждый передатчик включает в себя: генераторы специальных сигналов, усилитель мощности, преобразователь напряжения, модуль управления и контроля). Система жидкостного охлаждения блока, преобразователи напряжения для питания изделия. Три ВЧ комбайнера "CELLULAR", "LTE" и "UAV", объединяющие сигналы мобильной связи и сигналы подавления БПЛА, а также ВЧ коммутаторы для оперативного переключения между направленными и штатными антеннами блокиратора (режим секторного подавления).

Антенное поле состоит из четырнадцати передающих антенн на магнитных основаниях. Четыре самых высокочастотных литерных передатчиков в диапазоне частот 2,5-6 ГГц смонтированы в корпусах антенн 8, 9, 10, 14. Пример размещения антенного поля блокиратора в автобоксе Thule показан на рисунке 4.

Инженерный пульт с сенсорным экраном, для дистанционного управления блокиратором по кабелю через интерфейс Ethernet позволяет оператору осуществлять мониторинг и управлять режимами работы системы.

Имеется также эксплуатационный пульт для дистанционного управления блокиратором по кабелю через интерфейс Ethernet в антивандалном исполнении.

Реализованная конструкция и габариты изделия позволяют эффективно использовать блокиратор, как на стационарных объектах, так и в движении на легковом автотранспорте.

Антенное поле (с ненаправленными антеннами) установлено в автобоксе Thule Motion XT XXL Black Glossy TH629901. Некоторые антенны имеют размер по высоте больше, чем высота автобокса. Для их размещения в основании автобокса сделаны отверстия, а под автобоксом прикреплен металлический лист. Указанные антенны крепятся к этому листу через магнитные основания. Внутри автобокса также имеется дополнительный металлический лист, к которому крепятся антенны меньшего размера.

В основном режиме эксплуатации блокиратор формирует широкополосную заградительную всенаправленную помеху во всем диапазоне частот от 20 до 6000 МГц (формирование помехового сигнала в литерных передатчиках с полосами частот до 200 МГц осуществляется с помощью DDS). Суммарная мощность излучаемой помехи 1300 Вт. Это обеспечивает надежное подавление наиболее распространенных радиоканалов связи в радиусе не менее 60 метров на расстоянии от антенного поля системы. Частотные план заградительной помехи, выходные мощности литерных усилителей, внешний вид станции детально приведены в [2].

3. Заключение

Представленный в докладе блокиратор каналов связи радиоуправляемых устройств разработан и серийно выпускается на предприятии. Он обладает необходимыми техническими характеристиками и многофункциональностью режимов работы для эффективного подавления современных распространенных средств радиосвязи. Изделие может успешно применяться в системах защиты информации и борьбы с беспилотными летательными аппаратами.

Список литературы

1. Степанов В. Г., Коврыгин Д. В., Дудник К. В., Кондратенко Г. Г., Стрыбиж И. С., Игрунов А. Ю., Бондарь Г. Г., Лобко А. Я. Система блокировки каналов связи радиоуправляемых устройств // 29-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2019). Севастополь, 8—14 сентября 2019 г. : тезисы докладов. — Севастополь, 2019. С. 68—69.
2. Водяных А. А., Бритков А. В., Горбанов Н. А. и др. Конструкторские решения и интерфейсы оборудования радиотехнической разведки, радиоэлектронного подавления и блокирования радиолиний связи и управления, производимого АО «Руспром» // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2020. Т. 3, № 1. С. 41—53.

Повышение оперативности однопозиционного определения местоположения радиомаяков при проведении поисково-спасательных операций

¹Бызов А.Н., ¹Изюмов А.В., ²Петров Ю.В., ²Рудыка С.А.

¹АО «Заслон»

ул. Коли Томчака, 9, Санкт-Петербург, 196084, РФ

aleksey.bizov@yandex.ru

²Балтийский государственный технический университет «ВОЕНМЕХ» им. Д.Ф. Устинова

ул. 1-я Красноармейская, д.1., Санкт-Петербург, 190005, РФ

petrov-i4@yandex.ru

Аннотация: В докладе предлагается модификация однопозиционного метода определения дальности до радиомаяков по измерениям пеленгов на них на борту летательного аппарата, ведущего поисково-спасательные операции. Предложение заключается в использовании альтернативного подхода к выбору гипотез о начальной дальности до них, это позволяет повысить оперативность достижения требуемой точности определения дальности до радиомаяков по сравнению с известным многогипотезным методом. Подход основан на применении нелинейного шага гипотез о начальной дальности до радиомаяков.

1. Введение

Одним из перспективных направлений, указанных в стратегии научно-технологического развития Российской Федерации, является освоение труднодоступных районов Арктики.[1]. В рамках поставленных Президентом задач в ФГБОУ ВО БГТУ «ВОЕНМЕХ» им. Д.Ф.Устинова при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (соглашение № 074-11-2018-025 от 13.07.2018) в рамках постановления Правительства РФ от 09.04.2010 №218 проводится работа по созданию бортового комплекса информационной поддержки проведения поисково-спасательных операций в условиях Арктики [2].

Арктическая зона Российской Федерации по природно-экономическим, демографическим и иными условиями значительно отличается от других регионов Российской Федерации и имеет свои отличительные черты [3, 4]: экстремальные природно-климатические условия, включая постоянный ледовый покров или дрейфующие льды в арктических морях центральной части арктического бассейна; очаговый характер промышленно-хозяйственного освоения территорий и низкая плотность населения (0,63 чел. на 1 км² по состоянию на начало 2013 г.) [5]; удалённость от основных промышленных центров. Все перечисленные выше факторы осложняют проведение поисково-спасательных операций при возникновении чрезвычайных ситуаций в данных районах Российской Федерации. Необходимо отметить, что в Арктике слабо развита наземная сеть средств обеспечения навигации, и полёт зимой, в основном, проходит над безориентировочной местностью (с воздуха она видна, как однообразная снежная пустыня) что не позволяет вести визуальную или радиолокационную ориентировку [6]. Летом, в особенности при полёте вдоль побережья, появляются характерные ориентиры, например, острова, губы и бухты, которые образуют множество полуостровов. Осложняет проведение полётов неустойчивая радиосвязь (из-за повышенной электромагнитной активности), затруднена или невозможна выше 70° с.ш. спутниковая радиосвязь через геостационарные космические аппараты, а связь через высокоэллиптические орбиты не всегда возможна из-за недостаточного угла наклона орбит [7, 8].

2. Однопозиционное определение местоположения радиомаяков

При проведении поисково-спасательных операций одной из важных задач является поиск и обнаружение радиомаяков, расположенных на таких объектах, как, например, спасательный плот. Методы определения местоположения таких источников радиоизлучения (ИРИ) имеют специфические особенности вследствие невозможности прямого измерения дальности до них. Использование многопозиционных систем с большой базой разнесения точек пеленгования затруднено и не всегда возможно. Решение этой проблемы привело к наиболее частому использованию одного подвижного приемного пункта, создающего «базу» разнесения точек приема за счет собственного движения [9, 10]. Однако на сегодня такие системы имеют существенный недостаток - низкую точность и большое время достижения требуемой точности определения местоположения ИРИ. Поэтому появилась необходимость разработки и исследования новых методов

повышения точности и оперативности оценивания местоположения подвижных и неподвижных ИРИ бортовыми пассивными средствами.

В статье [9] предложен метод определения дальности до радиомаяков, основанный на проверке статистических гипотез о начальной дальности до них. Суть метода состоит в следующем. Выдвигается ряд гипотез о начальном значении дальности до маяка; строится набор одномерных калмановских фильтров для оценивания пеленга на маяк, в каждом из которых используется своя гипотеза о начальной дальности до маяка. В качестве критерия при выборе гипотезы используется минимум суммы квадратов невязок. Оценки угла азимута и дальности до ИРИ на текущем шаге берутся из фильтра, соответствующего «победившей» гипотезе. Недостатком метода является низкая точность в ближней зоне и большое время оценивания дальности. В статье предлагается, в отличие от предложенного в [9], при выдвижении гипотез о начальном значении дальности до маяка использовать нелинейный шаг, зависящий от требуемой точности определения дальности:

$$D_0^m = D_0^{m-1} + D_0^{m-1} * \delta,$$

где $\delta = \Delta D / D$ – относительная точность определения дальности, что позволит избежать указанных выше недостатков.

3. Заключение

Для оценки эффективности предложенного метода определения дальности до радиомаяков, основанного на проверке статистических гипотез о начальной дальности до них, были проведены исследования с помощью специально разработанного программного обеспечения [11]. Предложенный метод сравнивался с алгоритмом, предложенным в [9], на тех же реальных реализациях. Использование предложенного алгоритма позволило повысить оперативность оценки дальности до радиомаяков ИРИ с требуемой точностью на 10-15% относительно известного.

Список литературы

1. Указ Президента Российской Федерации от 01.12.2016 г. № 642 «О Стратегии научно-технологического развития Российской Федерации» - URL: <http://www.kremlin.ru/acts/bank/41449>
2. Матвеев С.А., Бызов А.Н., Быстров С.Ю., Гармаш В.Н., Исенко С.И., Коробочкин Д.М., Петров Ю.В., Рудыка С.А., Страхов С.Ю., Сырцев А.Н. Вертолетный комплекс информационной поддержки безопасности полетов и проведения поисково-спасательных операций / Вестник КРСУ. 2018. Том 18. № 9 – с. 60-64.
3. Мероприятия, проводимые МЧС России по предупреждению и ликвидации чрезвычайных ситуаций в Арктике. - URL: [http://www.ibrae.ac.ru/docs/1\(9\)/070_077_ARKTIKA_1\(9\)_03_2013.pdf](http://www.ibrae.ac.ru/docs/1(9)/070_077_ARKTIKA_1(9)_03_2013.pdf).
4. Основы выживания. Арктический регион. - URL: <http://arctica.igps.ru/start>.
5. Лукин Ю.Ф. Арктическая энциклопедия: население Арктики 2014 г.
6. Модификация вертолетов для авиационного обеспечения Арктики. - URL: http://www.sozvezdye-forum.ru/assets/files/Prezantation_2015/Session%204/MiheevVR.pdf
7. Особенности вертолетовождения в полярных районах. Северного и Южного полушарий. - URL: <http://oobskspetsavia.ru/2015/10/16/osobennosti-vertoletovozhdeniya-v-polyarnyx-rajonax-severnogo-i-yuzhnogo-polusharij/>
8. В.П. Молчанов, В.А. Акимов, Ю.И. Соколов. Риски чрезвычайных ситуаций в Арктической зоне Российской Федерации; МЧС России. М.: ФГБУ ВНИИ ГОЧС (ФЦ), 2011. 300 с.: ил.
9. Петров Ю.В., Бызов А.Н. Определение местоположения источника радиоизлучения пассивными средствами летательного аппарата // Вопросы радиоэлектроники, серия РЛТ, 2014. – № 4. – С. 47-56.
10. Мельников Ю. П., Попов С. В. О безпеленговых методах позиционирования летательных аппаратов относительно источников излучения // Зарубежная радиоэлектроника. 2002. - №12. - С. 8-14.
11. Бызов А.Н. Программа проведения исследований методов определения местоположения источника радиоизлучения // Молодежь. Техника. Космос: труды VI Общероссийской молодёжной науч.-техн. конф. – СПб.: БГТУ, 2014. – с. 178-180.

Анализ влияния параметров приемных трактов на характеристики ЦФАР с помощью САПР SystemVue¹

¹Бурыкин А.И., ²Куприц В.Ю., ³Мещеряков А.А.

¹ Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва»
г. Железногорск, Красноярского края, 662972, ул. Ленина, 52, Российская Федерация

¹mr.nekede@yandex.ru

^{2,3} Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, 634050, пр. Ленина, 40, Российская Федерация

²tomskvlad@mail.ru

³msch@rts.tusur.ru

Аннотация: В данной работе рассматриваются характеристики ЦФАР, исследуется влияние неравномерности амплитудно-частотной и фазочастотной характеристики приемных трактов ЦФАР на коррелированность сигналов в трактах.

1. Введение

В настоящее время широко используются цифровые фазированные антенные решетки (ЦФАР), которые обладают рядом преимуществ по сравнению с антенными системами без цифровой обработки сигналов, например, осуществлять быстрый обзор пространства путем формирования заданного количества лучей за счет цифрового диаграммообразования [1,2]. Для достижения высокой эффективности работы адаптивных алгоритмов нужно обеспечить коррелированность сигналов в различных каналах ЦФАР. Неравномерности амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик приемных трактов ЦФАР являются декоррелирующим фактором, который ухудшает эффективность работы ЦФАР.

2. Теория

Элементы приемных трактов ЦФАР не являются абсолютно идентичными. Они имеют отклонения параметров от номинального значения, вызванные погрешностями при изготовлении, температурными воздействиями, старением и т.д. В результате амплитуды и фазы сигналов на выходах разных каналов многоканальной системы будут отличаться от расчетных значений, это вызывает ошибки в амплитудно-фазовом распределении вдоль апертуры АФАР относительно расчетных величин и, в конечном счете, вызывает ухудшение характеристик направленности. Кроме того, эффективность работы адаптивных алгоритмов ЦФАР во многом определяется коррелированностью сигналов в приемных трактах.

3. Расчетно-экспериментальные методы оценки влияния неравномерности АЧХ и ФЧХ на коэффициент корреляции сигналов

Для анализа влияния АЧХ и ФЧХ приемных трактов на коэффициент корреляции сигналов была построена модель приемных трактов в САПР SystemVue [3]. Модель представлена на рис. 1.

В данной модели вводятся некоторые ограничения. Во-первых, для того чтобы исследовать влияние только неравномерности полосы пропускания, все усилители заменены на коэффициенты усиления, для исключения нелинейности элементов. Фильтр до преобразования на ПЧ – полосовой фильтр Баттерворта, имеющий плоскую АЧХ и плавно изменяющиеся ФЧХ в полосе пропускания, а также работа системы моделировалась в полосе частот от 0 до 1 МГц.

Методика анализа влияния АЧХ и ФЧХ приемных трактов на характеристики ЦФАР заключается в следующем: на входы приемных трактов ЦФАР подается случайный процесс, отфильтрованный сигнал переносится на промежуточную частоту. Далее отсчеты сигналов в двух каналах приема записываются в массив данных. Данный массив в дальнейшем будет обрабатываться в среде программирования MatLab.

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ, проект № FEWM-2020-0039 от 01.03.2020».

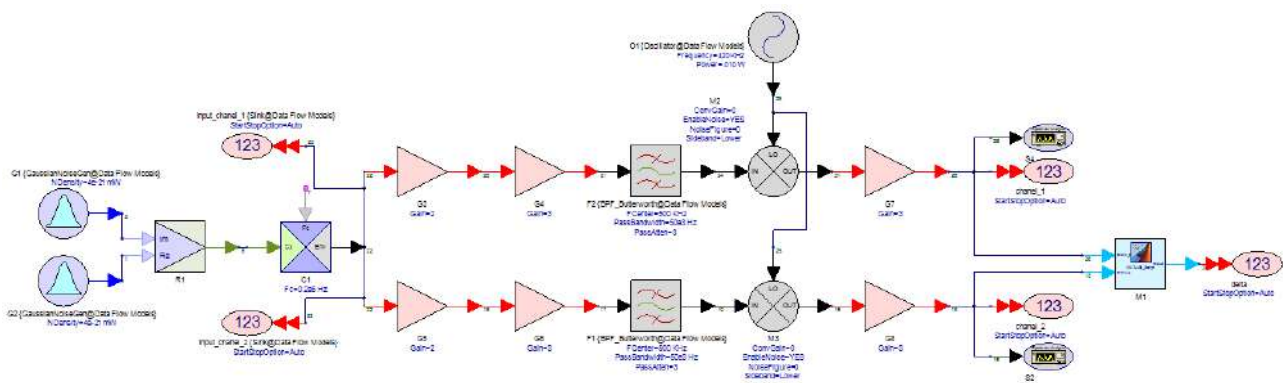
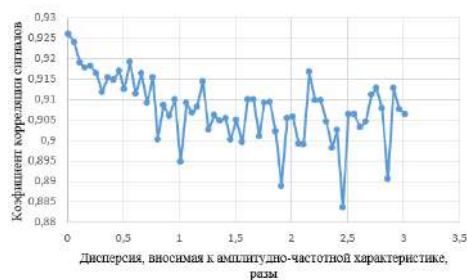


Рис 1. Модель приемных каналов ЦФАР в SystemVue

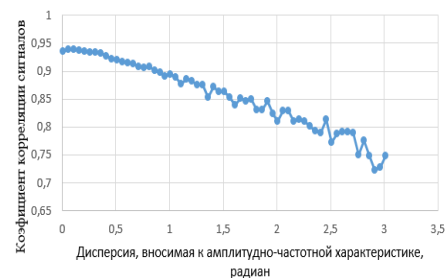
Для создания неравномерности в полосе пропускания был рассчитан коэффициент передачи фильтра нижних частот. Далее с помощью среды программирования MatLab к рассчитанным отсчетам АЧХ и ФЧХ фильтра добавлялась случайная неравномерность с заданной дисперсией.

Для анализа создается математическая модель двух фильтров: в одном АЧХ и ФЧХ фильтров не имеют неравномерности, в другом добавляется случайная неравномерность. Как в следствии, данные сигналы отличаются друг от друга. Мерой различия данных сигналов может выступать коэффициент корреляции. Изменяя дисперсию случайно неравномерности АЧХ и ФЧХ в полосе пропускания и вычисляя коэффициент корреляции можно получить зависимость коэффициента корреляции сигналов на выходах приемного тракта от дисперсии.

На рис. 2 показаны графики зависимости коэффициента корреляции сигналов от дисперсии АЧХ (а), от дисперсии ФЧХ (б).



а)



б)

Рис 2. Зависимости коэффициента корреляции сигналов от дисперсии АЧХ (а), от дисперсии ФЧХ (б)

Результаты, представленные на рис. 2, показывают достаточно высокую зависимость коэффициента корреляции от дисперсии ФЧХ.

3. Заключение

Как видно из графиков, наибольшее влияние оказывает фазочастотная характеристика. По данным зависимостям можно сделать вывод, что для достижения коэффициента корреляции равным 0,9 дисперсия неравномерности не должно превышать 0,8 радиан для фазочастотной характеристики и 0,8 для амплитудно-частотной характеристики относительно эталонных характеристик. По полученным данным можно сформировать требования к приемным трактам ЦФАР.

Список литературы

1. Добчина Е. М., Кольцов Ю. В. Цифровые антенные решетки в бортовых радиолокационных системах. – М.: Изд-во МАИ, 2013. 160 с.
2. Хансен Р. С. Фазированные антенные решетки. Второе издание. Москва: Техносфера, 2012. 560 с.
3. Burykin A. I., Kuprits V. Jr., Mescheryakov A. A. Design and analysis of the digital phased antennas characteristics using modern systems of the atomized design (CAD) // 29th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2019). ITM Web of Conferences 30, 05002 (2019).

Технология реализации точек доступа Wi-Fi сетей, интегрированных в элементы городской инфраструктуры

¹ Бузов А. Л., ¹ Котков К. В., ¹ Красильников А. Д., ² Моторко А. И., ¹ Нещерет А. М.

¹ АО «Самарское инновационное предприятие радиосистем»
г. Самара, 443022, пр. Кирова, 26, Российская Федерация
nat@siprs.ru

² Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики
г. Самара, 443010, ул. Льва Толстого, 23, Российская Федерация

Аннотация: В настоящей работе приведено исследование возможностей реализации Wi-Fi сетей, точки доступа которой интегрированы в элементы городской инфраструктуры, в частности, в телекоммуникационные колодцы. Показана технология изготовления специализированных антенн, встраиваемых в крышку люка и обладающих повышенной стойкостью к климатическим воздействиям. Установлено достаточно сильное влияние крышек люков телекоммуникационных колодцев на уровень напряженности поля Wi-Fi сетей. Приведены характеристики низкопрофильной антенны, расположенной в люке телекоммуникационного колодца. Приведены зависимости напряженности поля, формируемые путем использования нескольких точек доступа. Установлено, что при использовании нескольких точек доступа имеет место повышение напряженности поля.

1. Введение

Не смотря на бурное развитие мобильных сетей подвижной радиосвязи (LTE+, 5G), обеспечивающих высокую скорость передачи различной информации, достаточно важной задачей является создание дополнительных средств радиосвязи, особенно в местах наибольшего сосредоточения граждан. Наличие дополнительных средств радиосвязи обусловлено, в первую очередь, необходимостью гарантированного предоставления абонентам услуг связи с высоким качеством обслуживания. Кроме того, дополнительные средства связи могут быть использованы как дублирующие системы в случае возникновения чрезвычайных ситуаций.

Одним из подходов к созданию таких средств связи является использование сетей на основе стандарта IEEE 802.11 (Wi-Fi) [1], часть оборудования которых планируется размещать в телекоммуникационных колодцах при использовании существующей подземной инфраструктуры городских сетей связи.

2. Постановка задачи

Для обеспечения функционирования такой сети, возникает ряд требований к точкам доступа, связанных с обеспечением стойкости размещаемого оборудования к сильной влажности и высоким перепадам температур в достаточно большом диапазоне, а также с эффективным приёмом и передачей сигналов.

Для обеспечения данных требований была изготовлена низкопрофильная антенна, размещаемая на крышке диэлектрического люка [2]. Данная антенна была подключена к оборудованию Wi-Fi, располагаемому в телекоммуникационном колодце и подключённому к электросети 24 В. Измерения производились в трёх направлениях при использовании различных крышек люков, изготовленных из разных материалов, в частности, композитных крышек и крышек полимер-песчаного типа.

3. Результаты исследований

Помимо экспериментальных исследований, были выполнены также и теоретические расчёты характеристик антенны и напряжённости электрического поля в программном комплексе электродинамического моделирования FEKO 7.0. В качестве модели телекоммуникационного колодца для теоретических исследований был взят металлический цилиндр диаметром 750 мм и высотой 500 мм, расположенный в диэлектрическом слое с параметрами $\epsilon = 15$, $\sigma = 0,01$ См/м, соответствующего нормальной земле. Были также смоделированы несколько крышек люка колодца с различными диэлектрическими проницаемостями и проводимостями.

Результаты, полученные в результате моделирования и измерений, достаточно точно совпадают, что, в свою очередь, свидетельствует о корректности и адекватности используемой модели. В зависимости от направления имеет место небольшое различие между уровнями напряжённости электрического поля (Рис. 1). Данные различия обусловлены неравномерностью излучения низкопрофильной антенны в азимутальной плоскости. Действительно, диаграмма направленности (ДН) низко-

профильной антенны, расположенной в люке колодца, обладает достаточно высокой неравномерностью, однако в исследуемых направлениях (0° , 90° и 180°) имеет место достаточно равномерное излучение, в связи с чем, различия между зависимостями напряженности электрического поля являются незначительными.

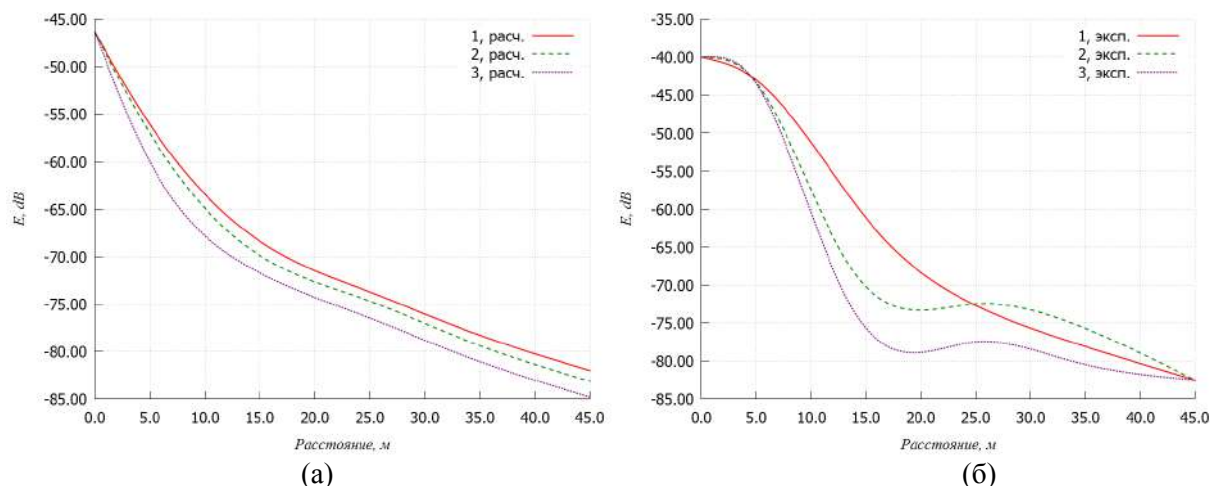


Рис. 1. Зависимости напряженности электрического поля от расстояния при отсутствии крышки

В результате анализа зависимостей было установлено, что тип крышки люка оказывает достаточно сильное влияние на уровень напряженности электрического поля. Наиболее сильное влияние оказывает композитная крышка люка, в частности, уровень напряженности поля снижается на 15-20 дБ по сравнению со случаем, когда крышка отсутствует, что существенно сокращает зону обслуживания. Компромиссным решением является использование полимер-песчаной крышки люка. В таком случае снижение уровня напряженности электрического поля происходит лишь на 5-7 дБ.

Кроме того, для обеспечения корректной работы хэндовера (IEEE 802.11k, r, v) возникает задача определения минимальных уровней мощностей (напряженностей поля) при которых ещё возможно непрерывное функционирование сети. В этих целях была разработана электродинамическая модель трассы, вдоль которой расположены колодцы с антеннами, накрытые крышками полимер-песчаного типа. С помощью электродинамического моделирования были получены зависимости уровней напряженности электрического поля при работе одной, двух и трёх точек доступа (ТД), расположенных на одной линии. Колодцы располагаются на расстоянии 70 м друг от друга, что, в свою очередь, соответствует их реальному расположению в городе.

В результате моделирования было установлено, что при использовании одной точки доступа наблюдается сильное снижение напряженности поля уже на 30 метрах. При использовании двух точек доступа уровень напряженности поля является приемлемым (не ниже 75 дБ) при расстоянии до 90 м. При этом за счёт взаимного влияния имеет место общее повышение уровней напряженности поля. При использовании трех точек доступа уровень напряженности поля остаётся приемлемым на всей трассе. В связи с этим, при проектировании Wi-Fi сетей необходимо учитывать особенности зон обслуживания, формируемых отдельными точками доступа.

4. Заключение

Таким образом, в результате проведенных исследований, было установлено влияние крышек люков телекоммуникационных колодцев на уровень напряженности поля Wi-Fi сетей. Представлены характеристики направленности низкопрофильной антенны, расположенной в люке телекоммуникационного колодца. Приведены зависимости напряженности поля, формируемые путем использования нескольких точек доступа. Установлено, что при использовании нескольких точек доступа имеет место общее повышение напряженности поля.

Список литературы

1. Gast M. 802.11 Wireless Networks: The Definitive Guide, Second Edition. O'Reilly Media. 2005. P. 730.
2. Асадуллин Р.Н., Бузова М.А., Ефременко Д.В., Красильников А.Д., Моторко А.И., Нещерет А.М. Реализация точек доступа Wi-Fi, интегрированных в имеющиеся элементы городской инфраструктуры // Радиотехника. 2019. № 6(7). С. 6-11.

Анализ характеристик пространственно-коррелированных шумов в многоканальной приемной системе с взаимным влиянием

Грачев М.В., Паршин Ю.Н.

Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина
г. Рязань, 390005, ул. Гагарина, 59, Российская Федерация
grachev.m.v@rsreu.ru

Аннотация: Рассматривается многоканальная приемная система с взаимным влиянием каналов. Анализируются угловые спектры мощности тепловых шумов на выходе многоканальной приемной системы с взаимным влиянием. Анализ углового спектра мощности методом масштабирования показал, при увеличении степени взаимного влияния каналов пространственная корреляция шумов увеличивается, что приводит к возрастанию мощности шумов в определенных направлениях. Установлено, что взаимное влияние каналов и, следовательно, пространственная корреляция шумов могут быть значительно уменьшены подстройкой нагрузочных импедансов.

1. Введение

В последние десятилетия значительно расширилась область применения пространственной обработки сигналов в различных радиотехнических системах с использованием многоканальных структур. Техническая реализация многоканальных систем определяется прогрессом в области антенных решеток, обладающих малыми размерами и высокой функциональностью. Наряду с уменьшением размеров компонентов многоканальных систем также уменьшается и расстояние между ними, что вызывает электродинамическую межканальную связь. Результаты исследований последних лет [1,5] доказывают важность учета взаимного влияния на основные характеристики радиосистем. Целью исследования является анализ пространственных характеристик шумов в многоканальной системе с взаимным влиянием, а также возможность уменьшения взаимного влияния каналов путем оптимизации нагрузочных импедансов и пространственной структуры системы.

2. Постановка задачи и основные результаты

Исследуется многоканальная приемная система, каждый канал которой содержит элемент антенной решетки (АР), согласующий импеданс и мал шумящий усилитель (МШУ). Установлено, что характеристики многоканальной приемной системы существенно зависят от взаимного влияния между пространственными каналами системы [1]. Для различных видов антенн взаимная связь элементов АР может быть представлена с помощью матрицы взаимных импедансов $\mathbf{Z}_A$. В многоканальной системе действуют внутренние шумы, вызванные потерями на излучение, потерями в диаграммообразующей схеме и шумами МШУ приемников многоканальной системы. Согласно теореме Тевенена [2] каналы рассматриваемой многоканальной приемной системы могут быть описаны как последовательно соединенный идеальный источник напряжения и внутреннее сопротивление, характеризуемое элементами матрицы взаимных импедансов $\mathbf{Z}_A$. Напряжение шумов, пересчитанное к входу МШУ, связано с напряжением на входе разомкнутой цепи $\mathbf{v}_{oc}$ следующим соотношением:

$$\mathbf{V}_{LNA} = \mathbf{Z}_A (\mathbf{Z}_A + \mathbf{Z}_L)^{-1} \mathbf{Z}_L = \mathbf{G} \mathbf{v}_{oc},$$

где $\mathbf{G} = \mathbf{Z}_A (\mathbf{Z}_A + \mathbf{Z}_L)^{-1} \mathbf{Z}_L$ имеет смысл коэффициента передачи сигнала от входов элементов АР к входу МШУ, $\mathbf{Z}_L$ – диагональная матрица импедансов нагрузки элементов АР. Токи и напряжения шумов $\mathbf{i}_n$, $\mathbf{v}_n$ эквивалентной схемы замещения МШУ определяются системой уравнений Кирхгофа:

$$\mathbf{v}_n = \mathbf{Z}_L \mathbf{i}_n, \quad \mathbf{v}_n - \mathbf{v}_{nR} = \mathbf{Z}_A (\mathbf{i}_{nR} - \mathbf{i}_n),$$

где $\mathbf{i}_{nR}$, $\mathbf{v}_{nR}$ – ток и напряжение эквивалентных источников шумов на входах МШУ. Решение уравнений Кирхгофа дает следующее выражение для $\mathbf{v}_n$ [3]:

$$\mathbf{v}_n = \mathbf{G} \mathbf{Z}_A^{-1} \mathbf{v}_{nR} + \mathbf{G} \mathbf{i}_{nR}.$$

Корреляционная матрица собственных шумов МШУ на нагрузочном импедансе:

$$\mathbf{R}_{recU} = \overline{\mathbf{v}_n \mathbf{v}_n^H} = \mathbf{G} \left[\mathbf{Z}_A^{-1} |\mathbf{v}_{nR}|^2 \mathbf{Z}_A^{-1H} + |\mathbf{Y}_L|^2 |\mathbf{v}_{nR}|^2 \right] \mathbf{G}^H,$$

где $\mathbf{Y}_c = \overline{\mathbf{v}_{nR} \mathbf{i}_{nR}^H}$, $|\mathbf{v}_{nR}|^2 = \overline{\mathbf{v}_{nR} \mathbf{v}_{nR}^H}$, $|\mathbf{i}_{nR}|^2 = \overline{\mathbf{i}_{nR} \mathbf{i}_{nR}^H}$ – диагональные матрицы шумовой проводимости, корреляций эквивалентных источников шумов. Корреляционная матрица шумового напряжения, вызванного потерями в АР, приведенная к входу МШУ, имеет вид:

$$\mathbf{R}_{tU} = 4kT_{iso} \Delta f \mathbf{G} \operatorname{Re} \mathbf{Z}_A \mathbf{G}^H.$$

Матрица пространственной корреляции всех источников шумов, пересчитанных к входу МШУ, равна:

$$\mathbf{R}_n = \mathbf{R}_{tU} + \mathbf{R}_{recU}.$$

Из представленных выражений следует, при наличии взаимного влияния каналов в рассматриваемой многоканальной приемной системе появляется межканальная, пространственная корреляция шумов. Для наглядного представления пространственных свойств шумов используется угловой спектр мощности, который определяется по методу Бартлетта следующим выражением [4]:

$$P(\gamma) = \mathbf{F}(\gamma)^H \mathbf{R}_n \mathbf{F}(\gamma),$$

где $\mathbf{R}_n$ – комплексная матрица пространственной корреляции шумов, $\mathbf{F}(\gamma)$ – опорный вектор, характеризующий идеальную плоскую волну, распространяющуюся в направлении визирования γ . Опорный вектор зависит от пространственной структуры многоканальной системы, а также характеристик направленности антенных элементов.

Рассчитанные угловые спектры мощности некоррелированных шумов показывают, что на выходе многоканальной приемной системы с взаимным влиянием появляются области углового спектра с наибольшим сосредоточением энергии. Таким образом, в рассматриваемой многоканальной системе с существенным взаимным влиянием возникает пространственная корреляция шумов, что позволяет их рассматривать как виртуальные помехи, приходящие с определенного направления. Наблюдаемые в угловом спектре виртуальные помехи обладают конечной мощностью и протяженностью. Уровень этих пространственно сосредоточенных помех при сильном взаимном влиянии превышает уровень пространственно некоррелированных шумов на 2,5...4 дБ.

Проведенный анализ характеристик пространственно коррелированных шумов показал, что величина и количество областей с неравномерным распределением энергии в угловом спектре мощности зависит от степени взаимного влияния между элементами АР, а также пространственной структуры многоканальной приемной системы. В частности, увеличение апертуры АР и степени взаимного влияния приводит к увеличению количества виртуальных помех, сужению области, занимаемой каждой помехой в отдельности.

Для улучшения шумовых характеристик многоканальной системы применено согласование по шумам нагрузочных импедансов $\mathbf{Z}_L$ с импедансами антенны $\mathbf{Z}_A$ в соответствии с методикой, предложенной в работе [5]. Проведенный анализ показал, что оптимизация перестраиваемых нагрузочных импедансов позволяет уменьшить уровень мощности коррелированных шумов на 4,5...6 дБ.

3. Заключение

Взаимное влияние в многоканальной системе приводит к возникновению пространственной корреляции шумов. В угловом спектре мощности появляются пространственно-сосредоточенные виртуальные помехи, уровень которых в значительной степени зависит от степени межканального взаимного влияния. Уменьшение уровня появляющихся в угловом спектре мощности пространственно-сосредоточенных помех возможно при использовании перестраиваемых нагрузочных импедансов.

Список литературы

1. Паршин, Ю. Н. Многоэтапная реконфигурируемая обработка сигналов в пространственно распределенной радиосистеме / Ю. Н. Паршин, М. В. Грачев // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2019. – №67. – С. 3–10.
2. Twiss, R. Q. Nyquist's and Thevenin's theorems generalized for nonreciprocal linear networks / R. Q. Twiss // J. Applied Physics. – 1955. – Vol. 26. – Pp. 599–602.
3. Warnick, K. F. Minimizing the noise penalty due to mutual coupling for a receiving array / K. F. Warnick, L. Belostotski L, P. Russer // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2009. – Vol. 57, №6. – Pp. 1634–1644.
4. Гостюхин В.Л., Трусков В.Н., Гостюхин А.В. Активные фазированные антенные решетки / Под ред. Д.И. Воскресенского и А.И. Канащенкова. М.: Радиотехника, 2011. 304 с.
5. Грачев, М.В. Эффективность оптимального согласования нагрузки многоканального радиотракта в условиях действия пространственно коррелированных шумов / М. В. Грачев, Ю. Н. Паршин // XXIV международная научно-техническая конференция. Радиолокация, навигация, связь. Научно-исследовательские публикации. – 2018. – Т.5. – С. 295–300.

Анализ занятости каналов с полосами от 3 до 24 кГц в задаче когнитивного КВ радио¹

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

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

Аннотация: В работе исследовалась задача повышения эффективности передачи информации по КВ радиоканалу с полосами 3-24 кГц. Разработаны методики и алгоритмы оценки занятости радиоканала при обработке получаемых данных об уровне шума в КВ диапазоне для адаптации системы цифровой КВ связи по данным зондирования.

1. Введение

КВ связь из-за высокой живучести, автономности активно используется в передовых странах мира. Но незначительный диапазон частот и желание пользователей увеличивать скорость передачи информации ставит проблему равномерной занятости частот КВ диапазона. До конца не решенной является задача оценки состояния каналов по условиям распространения радиоволн.

Предполагается, что качественное улучшение систем КВ связи произойдет с внедрением технологий программно определяемого радио (*SDR*) и когнитивного радио (*CRS*). Технология *CRS* позволит эффективно выбирать рабочие частоты, тип модуляции и уровни мощности связного сигнала. Поэтому она нацелена на решение ряда вопросов, главными из которых являются контроль за состоянием геофизической среды и занятости множества радиоканалов путем их спектрального анализа. Применение *SDR* технологий позволит создавать программными средствами многофункциональные устройства, которые кроме связанных задач будут нацелены на решение задач диагностики.

В настоящее время путем использования радиоканалов с полосой более 3кГц удалось добиться скорости 9600бод. Дальнейшее увеличение скорости передачи требует расширения полосы частот каналов. Введенные для широкополосной (*WBHF*) (по отношению к полосе 3 кГц) КВ связи в США стандарты предполагают полосы частот до 24кГц (в перспективе до 48кГц) с шагом 3кГц [1]. Широкополосные системы должны обеспечивать скорости передачи данных от 75бод до 120кбод. Однако, проблема увеличения скорости передачи информации в КВ диапазоне также упирается в задачу развития *CRS* технологии в части диагностики широкополосных каналов. В этой связи одной из ключевых задач является разработка методик оценки занятости спектра, его анализа и интерпретации, а также методик использования спектра и динамического управления им.

2. Теоретическая часть

Получены соотношения для определения занятости упорядоченного по частоте множества радиоканалов с полосами 3;6;12 и 24кГц в диапазоне 3–28МГц на основе экспериментальных данных со спектральным разрешением (*bin*) 281Гц. Уровень спектральной плотности мощности (СПМ) шумового сигнала в канале 3кГц равен среднему отсчетов по 8 соседним бинам. В каналах с полосами 3;6;12 и 24кГц число усредняемых отсчетов увеличивается в 2;4;8 раз [3]. Для получения устойчивой в статистическом смысле оценки СПМ производилось усреднение 381 спектров (среднее за 1с) [4]. Для дальнейшего анализа использовались вариационные ряды отсчетов для каналов с разной полосой из мегагерцовых сегментов. Минимальное значение СПМ, используемое для нормировки варианты находилось путем усреднения 10 первых отсчетов вариационного ряда [3-5]. Превышающие пороговое значение в 10 дБ отсчеты варианты относили к занятым каналам [6-9]. Занятыми каналам присваивался уровень – 0. Остальные каналы считались свободными. Они обозначались уровнем - 1. Для обобщенной оценки доступности использовалась метрика *СМА* (отношение числа доступных за минуту каналов к полному числу каналов в сегменте).

3. Экспериментальная часть

Эксперименты проводились в г. Йошкар-Оле в марте 2020 года с использованием разработанного лабораторного образца программно-аппаратной системы мониторинга спектра помех в КВ диапазоне на базе *SDR* технологии с разрешением 3;6;12 и 24кГц. В периоды наблюдений критическая

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, гранты № 19-07-00629, № 20-07-00268.

частота ионосферы над г. Йошкар-Ола составляла 9 МГц . Для обработки и анализа данных использовался пакет программ *PTC Mathcad15*. Нормировались как отсчеты варианты, так и аргумент вариационного ряда. Последний – на общее число отсчетов.

На рис 1, в качестве примера, представлены полученные в экспериментах нормированные вариационные ряды для радиоканалов полосой 3 кГц , соответствующие мегагерцовым сегментам.

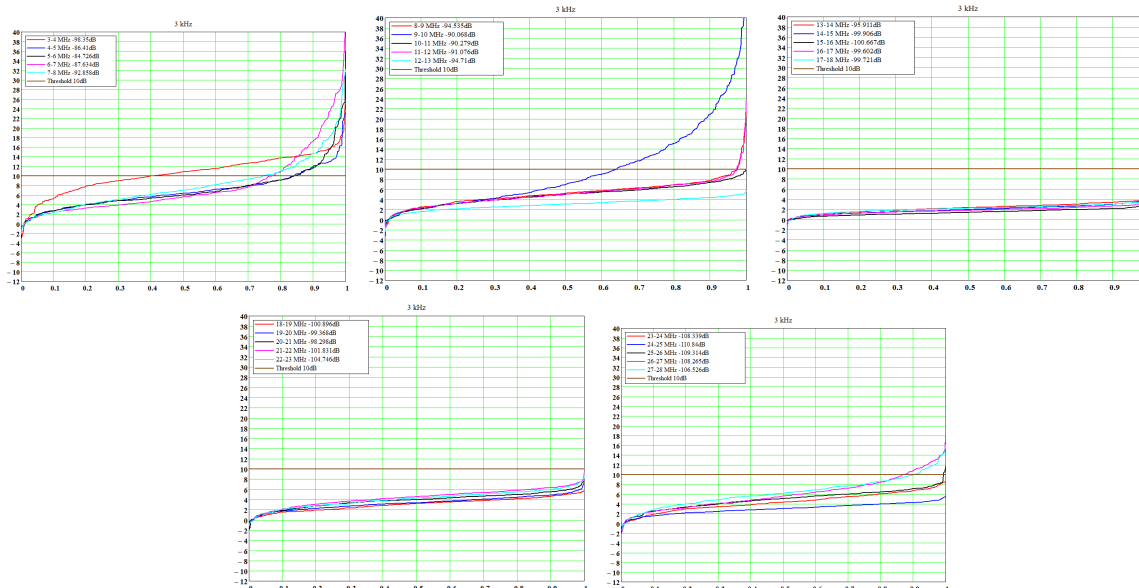


Рис 1. Вариационные ряды для радиоканалов полосой 3 кГц , в диапазоне частот $3\text{--}28\text{ МГц}$, разбитым по 1 МГц

Установлено, что наиболее заняты каналы в диапазонах $3\text{--}10\text{ МГц}$ и $26\text{--}28\text{ МГц}$. С ростом частоты занятость каналов уменьшается. В диапазоне $3\text{--}4\text{ МГц}$ (работа систем в режиме *NVIS*) занятость выше. Создаваемые помехи приему в диапазоне $7\text{--}10\text{ МГц}$ обусловлены работой радиовещательных станций с дальностью действия до 2000 км . Увеличение занятости радиоканалов в диапазоне $26\text{--}28\text{ МГц}$ можно связать с работой гражданских служб.

4. Заключение

Научно обоснованы методики оценки занятости радиочастотного спектра в КВ диапазоне, его анализа и интерпретации. Разработан лабораторный образец программно-аппаратной системы мониторинга спектра помех в КВ диапазоне на базе *SDR* технологии с разрешением $3; 6; 12$ и 24 кГц . Экспериментально установлено, что для Йошкар-Олы наиболее занятые в дневное время каналы принадлежат частотным сегментам $3\text{--}10\text{ МГц}$ и $26\text{--}28\text{ МГц}$. С ростом частоты занятость каналов, как правило, уменьшается. Показано, что при режиме работы *NVIS* загруженность каналов увеличивается. Таким образом экспериментально показана, возможность реализации широкополосной связи с полосами до 24 кГц в КВ диапазоне, позволяющей существенно повысить скорость передачи информации.

Список литературы

1. MIL-STD-188-110C – “Interoperability and Performance Standards for Data Modems”, 23 SEPTEMBER 2011.
2. Proakis J.G., Salehi M., Digital Communications. 5th ed”, New York: McGraw-Hill, 2008.
3. William N. Furman, John W. Nieto, Erik N. Koski, “Initial Wideband HF ALE: Approach and On-Air Test Results”, The Nordic Shortwave Conference HF13, Faro, Sweden, 2013. www.nordichf.org.
4. William N. Furman, John W. Nieto, William M. Batts, “Wideband HF Channel Availability – Measurement Techniques and Results”, 14th International Ionospheric Effects Symposium, Alexandria, Virginia, USA, 2015. <http://ies2015.bc.edu>
5. Md G. Mostafa, Haris Haralambous, “Wideband Channel Availability Statistics over the High Frequency Spectrum in Cyprus”, 2nd URSI AT-RASC, Gran Canaria, Spain, 2018. www.ursi.org
6. Recommendation ITU-R P.372-14 – “Radio noise”, 20 SEPTEMBER 2019.
7. Ivanov, D.V., Belgibaev, R.R., Katkov, E.V., “Embeddable software-hardware appliance for passive sounding ionospheric HF communication channels”, 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2018
8. Ryabova, N.V., Belgibaev, R.R., Katkov, E.V., Ryabova, M.I., “The Difference in the Quality Parameters of HF Communication Digital Modems Depending on the Geographical Direction of a Propagation Path”, 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2018
9. Ivanov, D.V., Ivanov, V.A., Ryabova, N.V., Belgibaev, R.R., Ovchinnikov, V.V., “Universal ionosonde for diagnostics of ionospheric HF radio channels and its application in estimation of channel availability” IET Conference Publications 2018

Многопользовательский доступ в беспроводных системах относительной передачи информации с хаотическими носителями

Дмитриев А.С., Мохсени Т.И., Сьерра-Теран К. М.
Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
г.Москва, 125009, ул. Моховая 11-7, Россия.
chaos@cplire.ru

Аннотация: Показана возможность организации многопользовательского доступа в системах относительной схемы передачи, использующей в качестве носителя информации хаотические радиоимпульсы. Получены теоретические оценки максимального количества абонентов и информационной емкости многопользовательской системы. Проведено компьютерное моделирование, подтверждающее справедливость полученных теоретических результатов.

1. Введение

Первая относительная схема передачи приемопередатчиков с хаотическими носителями информации DCSK (Differential Chaotic Shift Keying) была предложена в [1-3]. Идея DCSK заключается в том, что для передачи бита длительностью T используется последовательная передача пары одинаковых фрагментов хаотического сигнала длительностью $T/2$ каждый (для передачи «1») или пары хаотического сигнала и ему антиподального сигнала тех же длительностей (для передачи «0»).

В схеме DCSK используются широкополосные линии задержки на времена равные $T/2$. Их трудно реализовать в малогабаритном исполнении, что серьезно ограничивает практическую применимость схемы. Однако схема DCSK популярна при теоретических исследованиях. Так, например, после введения схемы DCSK, как самими авторами, так и их последователями предлагались ее модифицированные варианты, в том числе с целью увеличения скорости передачи [4], повышения устойчивости в многолучевых каналах [5] и организации множественного доступа [6].

2. Прямохаотическая схема относительной передачи

Недавно в [7-9, 11] была предложена альтернативная относительная схема передачи информации на основе хаотических радиоимпульсов - DC² (Direct Chaotic Differential Communication), в которой отсутствует проблема с большими длительностями задержек. В этой схеме длительность задержек в приемнике и передатчике, в отличие от схемы DCSK, определяется не длительностью бита, а временем спада функции автокорреляции τ хаотического сигнала. По порядку величины $\tau = 1/\Delta F$, где ΔF – полоса хаотического сигнала. Если, например, полоса хаотического сигнала будет 1 ГГц, то время автокорреляции ~ 1 нсек, а расстояние, которое за это время проходит электромагнитная волна в свободном пространстве 0.3 м. В этом случае в качестве линии задержки может быть использован, например, высокочастотный кабель длиной около 0.2 м.

В схеме DC² для передачи информации используются хаотические радиоимпульсы с большим коэффициентом процессинга и защитными и защитными интервалами между импульсами. Обозначим: T_i – длительность хаотического радиоимпульса; T_b – длительность бита; $L = T_b/T_i$ – скважность; R – скорость передачи в битах; W – полоса сигнала; $K = W/(RL)$ – коэффициент процессинга для хаотического радиоимпульса; SNR – отношение сигнал/шум; $E_b/N_0 = K \cdot SNR$ – отношение энергии, приходящейся на бит передаваемой информации к спектральной плотности шума в полосе сигнала.

Особенностью схемы DC² является наличие внутренних собственных шумов (внутренней интерференции) при передаче информации. Будем обозначать спектральную плотность этих шумов через N_i . На вход приемника кроме полезного сигнала поступает 3 «шумовых» компонента. Интенсивность каждой из компонент шума такая же как у полезного сигнала. Наличие этих шумовых компонент при отсутствии внешних шумов и применении антиподальной модуляции дает отношение сигнал/шум – $SNR = 2/3$ или -1,75 дБ. Обычно энергетический потенциал канала связи определяется через минимальное требуемое значение отношения E_b/N_0 , выраженное в дБ. В нашем случае при отсутствии внешних шумов $N_0 = N_i$, и

$$E_b/N_{0, dB} = E_b/N_{i, dB} = SNR_{dB} + K_{dB}. \quad (1)$$

Из (1) следует, что получение требуемого значения отношения E_b/N_i при любом значении SNR может обеспечено за счет соответствующего выбора K . Например, в рассматриваемом случае антиподальной модуляции вероятность ошибки 10^{-3} достигается при $E_b/N_i = 10$ дБ. Поэтому компенсация внутренних шумов системы обеспечивается при $K_{dB} > 11.75$ дБ.

3. Множественный доступ

Пока рассматривались характеристики схемы без воздействия внешних шумов. Однако при достаточно большом процессинге сигнала система будет оставаться работоспособной даже при значительном уровне внешних шумов (SNR). В качестве этих внешних шумов могут, в частности, выступать сигналы других хаотических передатчиков, работающих в том же диапазоне частот. Это свойство схемы может быть положено в основу организации работы системы связи с множественным доступом.

В докладе показывается, что рассматриваемая схема относительной передачи с использованием хаотических радиоимпульсов позволяет реализовать множественный доступ, т.е. одновременную работу в эфире нескольких пар приемопередатчиков, в которых используется, в том числе, одинаковые генераторы хаоса. Для организации множественного доступа применяется процедура корреляции для выделения полезного сигнала пользователя на фоне сигналов других пользователей, рассматриваемых как внешний шум. Ситуация в этом случае будет подобна ситуации с выделением полезных сигналов в системах CDMA [10].

В докладе приведены теоретические оценки зависимости числа пользователей и максимальной скорости передачи в системе от коэффициента процессинга.

Для практического подтверждения возможности организации многопользовательского доступа на основе схема передачи DC^2 и проверки полученных теоретических оценок было проведено компьютерное моделирование. При этом задержки в приемопередатчиках подбирались таким образом, чтобы исключить возможность относительного корреляционного приема «чужих» сигналов. Это достигалось тем, что в передатчиках использовались сигналы с одинаковым временем автокорреляции τ , длины импульсов и защитных (межимпульсных) интервалов были одинаковы, а линии задержек у приемников и передатчиков в парах с номерами 1, 2, ..., M были равны, соответственно, τ , 2τ , ..., $M\tau$. Моделирование в целом дало хорошее совпадение с теоретическими оценками.

В качестве примера приведем результаты для $M = 4$. Согласно Таблице 1, вероятность ошибки $p = 10^{-3}$ достигается при процессинге $K > 200$. Расчеты проводились для процессингов 100, 200 и 300. При процессинге 100 и длительности информационной последовательности 1000 бит в каждом из каналов обнаруживалось более 10 ошибок. При процессинге 200, для той же длины последовательности, наблюдались единичные ошибки. При моделировании с процессингом 300 ошибки для последовательности длиной 1000 бит не наблюдались.

4. Заключение

На основе теоретических оценок и результатов моделирования показана возможность использования относительной прямохаотической схемы передачи DC^2 в многопользовательских системах сверхширокополосной беспроводной связи.

Список литературы

1. Kolumban G., Kennedy M. The role of synchronization in digital communications using chaos – Part I: Fundamentals of digital communications // IEEE Trans. Circuits and Syst. 1. 1997. V. 44. N 10. P. 927-936.
2. Kolumban G., Vizvari B., Schwarz W., Abel A. Differential chaos shift keying: A robust coding for chaotic communication // Proc. NDES'96. Seville. Spain. 1996. P. 87-92.
3. Kolumban G., Kennedy M.P., Jako Z., and Kis G. Chaotic communications with correlator receivers: Theory and performance limits // Proc. IEEE, 2002. V. 90. N 5. P. 711-732.
4. Kaddoum G., Gagnon F. Design of a high-data-rate differential chaos-shift keying system // IEEE Trans. Circuits and Syst. - II Express Briefs. 2012. V. 59. N 7. P. 448-452.
5. Kennedy M.P., Kolumban G., Kis G., Jako Z. Performance evaluation of FM-DCSK modulation in multipath environments // IEEE Trans. Circuits and Syst. I. 2000. V. 47, N. 12. P. 1702-1711.
6. Lau F.C.M., Yip M.M., Tse C.K., Hau S.F., A multiple access technique for differential chaos shift keying // IEEE Trans. Circuits Syst. I. 2002. V. 49. P. 96-104.
7. Дмитриев А.С., Мохсени Т.И., Сьерра-Теран К.М. Относительная передача информации на основе хаотических радиоимпульсов // РЭ. 2018. Т. 63. № 10. С. 1-9.
8. Дмитриев А.С., Мохсени Т.И., Сьерра-Теран К.М. Сверх- и гиперширокополосная относительная передача информации на основе хаотических радиоимпульсов // Прикладная нелинейная динамика. 2018. Т. 26. № 4. С. 59-74.
9. Dmitriev A.S., T. I. Mokhseni T.I., Sierra-Teran C. M. Differentially coherent communication scheme based on chaotic radio pulses // Nonlinear Phenomena in Complex Systems. 2018. V. 21. N. 3. P. 237-246.
10. Шахнович И.В. Современные технологии беспроводной связи. М.: Техносфера, 2006. 287 с.
11. Процессы передачи и обработки информации в системах со сложной динамикой / под ред. А.С. Дмитриева и Е.В. Ефремовой / М.: Техносфера, 2019. 319 с.

Оценка характеристик приемника сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов на основе логарифмического детектора

Ицков В. В.

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

Аннотация: В работе исследован вопрос о предельной чувствительности для оптимального и квазиоптимального приемника огибающей на основе логарифмического детектора. Рассмотрено влияние использования предварительного усилителя на чувствительность приемного тракта в целом. Описаны факторы, влияющие на вероятность ошибки при приеме.

1. Введение

Приемники огибающей на основе логарифмических детекторов [1,2] хорошо зарекомендовали себя при создании беспроводных сверхширокополосных прямохаотических средств связи [3-5]. В отличие от классических приемников с квадратичными детекторами, приемники с логарифмическими детекторами не требуют использования систем автоматической регулировки усиления, что существенно упрощает схему приема в целом. В работе производится оценка предельных характеристик по чувствительности приемников с логарифмическими детекторами в идеальном случае, и в случае практической реализации с учетом элементной базы, присутствующей на рынке. Анализ проводится для частотного диапазона 2,85-10,6 ГГц, который в соответствии с решением ГКРЧ № 09-05-02 [6] разрешен для нелицензируемого использования на территории Российской Федерации.

2. Структура приемника

Рассматриваемый приемник огибающей на основе логарифмического детектора предназначен для приема последовательностей сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов. длительность этих радиоимпульсов может в зависимости от решаемой задачи изменяться от нескольких наносекунд до сотен и даже тысяч наносекунд. Предельные характеристики по скорости передачи определяются, как параметрами хаотических радиоимпульсов, так и техническими возможностями по их эффективному приему.

Приемник включает в себя антенну, полосовой фильтр (ПФ), малошумящий усилитель (МШУ), логарифмический детектор (ЛД), пороговое устройство (ПУ) и блок цифровой обработки (БЦО). Характеристики приемного устройства определяются совокупностью характеристик каждого из перечисленных элементов.

3. Предельные и реальные характеристики

Для оптимального приемника полоса его входной цепи должна соответствовать полосе передаваемого через эфир сигнала. При этом полоса антенны может быть шире полосы хаотического сигнала, если полоса МШУ совпадает с полосой сигнала. В противном случае пропорционально повышается уровень тепловых шумов. Для определенности будем исходить из полосы хаотического сигнала 2 ГГц. На рынке присутствуют два типа сверхширокополосных усилителей в диапазоне 2,85-10,6 ГГц. Собственно, сверхширокополосные усилители, предназначенные для усиления практически во всем СШП не лицензируемом диапазоне и полосовые СШП усилители, создаваемые для специальных задач. Стоимость последних может в десятки раз превосходить стоимость стандартных СШП МШУ.

Поскольку общая чувствительность приемника в основном определяется его входным малошумящим усилителем, можно ожидать, что разница в чувствительности приемников при использовании полосовых и стандартных МШУ может достигать 6-7 дБ.

Следующим элементом приемника является собственно логарифмический детектор. Современные логарифмические детекторы обладают большим динамическим диапазоном по принимаемой мощности, что и позволяет использовать их в качестве основного элемента приемника огибающей без системы автоматического регулирования мощности. Сверхширокополосные логарифмические детекторы, представленные на рынке, могут работать в полосе от 1 МГц до 8 ГГц (AD8318) и даже до 10 ГГц (AD8317). Это устройства, как и стандартные СШП МШУ предназначены для работы практически во всем нелицензируемом частотном диапазоне.

Рассматриваемые логарифмические детекторы в составе приемников огибающей хаотических радиоимпульсов по своим инерционным динамическим характеристикам потенциально позволяют обеспечить скорость передачи данных от единиц Кбит/сек до 50 Мбит/сек.

В качестве примера рассматриваются возможности приемников с детектором AD8317. При полосе частот несущего хаотического сигнала 2 ГГц чувствительность приемника ограничивается величиной мощности тепловых шумов во всем диапазоне работы входного МШУ, независимо от коэффициента усиления МШУ. Уровень этих шумов составляет $P_{ш, дБм} = -75$ дБм.

Таким образом идеальная чувствительность приемника при отсутствии потерь на реализацию и отношении сигнал/шум = 1 составляет -75 дБм. С учетом потерь на реализацию она может составлять -65 – 70 дБм. В то же время чувствительность логарифмического детектора в полосе 8 ГГц, согласно его техническим характеристикам, составляет 56 дБм. Поэтому можно рассчитывать, что использование даже стандартного СШП МШУ может значительно (на 10-12 дБ) повысить чувствительность приемника в целом. Применение малошумящего усилителя с полосой детектора с большим коэффициентом усиления (>10—12 дБ) не приводит к дальнейшему пропорциональному повышению чувствительности. Однако оно сдвигает рабочую точку логарифмического детектора при малых входящих сигналах в линейную область. При этом возникает два эффекта: 1) сужение динамического диапазона детектора, что можно рассматривать, как негативный фактор и 2) удобство при обработке слабых сигналов за счет нахождения рабочей точки детектора в линейной области.

Интегрирующий элемент, выполненный в виде фильтра нижних частот, осуществляет накопление сигнала. Характерное время накопления должно быть порядка периода следования импульсов T_c (или $1/R$). На входе интегратора получается сигнал с процессингом

$$K = \Delta F / R \cdot L,$$

где R – скорость передачи, L – скважность между импульсами. Например, при скорости передачи $K = 6$ Мбит/сек полосе сигнала $\Delta F = 2$ ГГц и скважности 2

$$K = 2 \cdot 109 / 6 \cdot 106 \cdot 2 = 163 \text{ или } K_{дБ} \approx 22 \text{ дБ}$$

При когерентном накоплении

$$E_s / N_0 = K \cdot SNR,$$

где N_0 – средняя плотность шума, и если, например, для функционирования системы с данной вероятностью ошибки p требуется иметь определенное минимальное значение E_s / N_0 , то его можно получить при фиксированном SNR просто за счет увеличения K , причем K пропорционально длине импульса T .

В случае энергетического приема E_s / N_0 перестает быть характеристикой, однозначно определяющей вероятность ошибки, другим важным фактором является процессинг [3-5]. Но все же, при прочих равных условиях, вероятность ошибки уменьшается с ростом K .

3. Заключение

Исследован вопрос о предельной чувствительности приемника огибающей на основе логарифмического детектора, обоснована структура оптимального приемника этого класса и структура квазиоптимального приемника, обусловленная имеющейся в распоряжении разработчиков элементарной базой. Рассмотрено влияние использования предварительного усилителя на чувствительность приемного тракта и показано, что усиление в 10-12 дБ поднимает чувствительность тракта в целом, а дальнейшее увеличение предварительного усиления сдвигает рабочую точку логарифмического детектора при малых входящих сигналах в линейную область.

Список литературы

1. Самков И. Ю. Основы теории демодулирующих логарифмических усилителей // Электронные компоненты. 2009. №3. С. 84-90.
2. Михалев П. Микросхемы современных логарифмических усилителей для радиочастотных приложений // Компоненты и технологии. 2008. №10. С. 23-26.
3. Дмитриев А.С., Кяргинский Б.Е., Максимов Н.А., Панас А.И., Старков С.О. Перспективы создания прямо хаотических систем связи в радио- и СВЧ-диапазонах // Радиотехника. 2000. №3. С. 9-20.
4. Дмитриев А.С., Кяргинский Б.Е., Максимов Н.А., Панас А.И., Старков С.О. Прямохаотические схемы передачи информации в сверхвысокочастотном диапазоне // Радиотехника и электроника. 2001. Т. 46. № 2. С. 224-233.
5. Дмитриев А.С., Герасимов М.Ю., Ицков В.В., Лазарев В.А., Попов М.Г., Рыжов А.И. Активные беспроводные сверхширокополосные сети на основе хаотических радиоимпульсов. // Радиотехника и электроника. 2017. Т. 62. №4. С. 354-363.
6. Решение ГКРЧ № 09-05-02 от 15.12. 2009 http://www.grfc.ru/idc/groups/public/documents/grhc_resheniya/005026.doc
7. Бернард С. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.:Вильямс, 2017. 1100 с.

Анализ требований к базовым и абонентским станциям 5G¹

Филиппов И. Ф.

Инжиниринговый центр изделий микро- и наноэлектроники,
Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, ул. Университетская, 33, 299053, Российская Федерация
IFFilippov@sevsu.ru

Аннотация: В докладе представлены результаты анализа представленной в технических спецификациях 3GPP архитектуры и технических параметров базовых и абонентских станций телекоммуникационных сетей 5G. Проведен аналитический обзор и сформированы требования к электронной компонентной базе радиоэлектронного оборудования для данных приложений.

1. Введение

Развитие систем связи пятого поколения (5G) является одним из приоритетных направлений при создании новой, конкурентоспособной национальной экономики. Технологии 5G рассматриваются не только как новое техническое достижение телекоммуникационной отрасли, но и как важное условие для формирования цифровой экономики и стимулирования трансформации других отраслей. Ключевым фактором успешного запуска и эксплуатации сетей связи 5G является наличие комплексного государственного плана их создания и развития [1].

Одной из проблем разработки отечественной радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) абонентских (АС) и базовых станций (БС) сетей 5G является отсутствие на рынке современной электронной компонентной базы (ЭКБ) сигнальных процессоров, быстродействующих цифро-аналоговых и аналого-цифровых преобразователей, СВЧ-приемопередающих устройств.

2. Теория

Требования к оборудованию сетей связи 5G представлены в технических спецификациях, разрабатываемых различными международными предприятиями и организациями, такими как 3rd Generation Partnership Project (3GPP), Европейский институт по стандартизации в области телекоммуникаций (ETSI), Международный союз электросвязи (ITU), 5G Infrastructure Public Private Partnership (5G PPP) [2].

Лидирующие позиции в области стандартизации занимает консорциум 3GPP, перешедший в 2019 году ко второй фазе разработки стандарта связи 5G (релиз 16) [1]. Релиз 15 стандарта в свою очередь определил развитие сетей связи 5G на основе новой сети радиодоступа NG-RAN [3, 4].

Представленная консорциумом 3GPP спецификация стандарта 5G [3—5] определяет требования к системам связи нового поколения. Данные требования определяются совокупностью предоставляемых телекоммуникационными сетями услуг, которые в свою очередь объединены тремя основными бизнес-моделями:

- расширенного мобильного широкополосного доступа (англ. enhanced Mobile Broadband, eMBB);
- сверхнадежной связи с малым уровнем задержки (англ. Ultra-Reliable Low Latency Communications, URLLC);
- связи для передачи больших объемов данных машинного типа (англ. massive Machine-Type Communications, mMTC).

Архитектура NG-RAN определена техническим документом 3GPP TS 38.300 [3] и представлена на рис. 1.

Основой NG-RAN являются БС gNB пятого поколения и ng-eNB нового поколения 4GPro. Базовые станции в сети радиодоступа NG-RAN соединены с базовой сетью (англ. 5G core, 5GC) при помощи NG-интерфейса. Между собой БС взаимодействуют при помощи интерфейса Xn [3].

Базовые станции gNB могут использовать 38 поддиапазонов в диапазоне частот от 0,41 до 7,125 ГГц (FR1) и 4 поддиапазона миллиметровых длин волн от 24,25 до 52,6 ГГц (FR2). В спецификации 3GPP TS 38.104 [6] и 3GPP TS 38.817-02 [7] выделены четыре типа БС (1-C, 1-H, 1-O, 2-O). Разделение произведено на основании диапазонов рабочих частот, конструктивных особенностях (компоновке модулей БС и антенных систем), зонах обслуживания (широкие, средние и локальные).

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-37-90128\19.

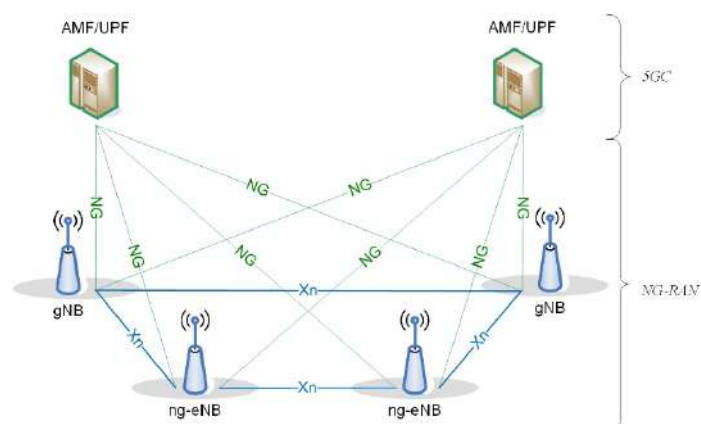


Рис 1. Архитектура сети радиодоступа NG-RAN

Требования к характеристикам абонентских станций и их место в сети NG-RAN определены в технических документах 3GPP TS 38.101-1, 2, 3, 4 и 3GPP TS 38.305 [8—12].

Детальный анализ архитектуры, технических характеристик БС сетей связи 5G, представленных в технической документации 3GPP, позволит сформировать требования к перспективной ЭКБ, выпуск которой возможен на предприятиях отечественной радиоэлектронной промышленности (РЭП).

3. Заключение

В докладе приводятся результаты обзора существующей зарубежной и отечественной электронной компонентной базы РЭА систем связи нового поколения, результаты анализа её соответствия действующим стандартам 3GPP.

На основе технических спецификаций консорциума 3GPP сформированы требования, обоснованы количественные значения основных технических характеристик ЭКБ для производства оборудования телекоммуникационных сетей 5G на базе отечественных предприятий РЭП.

Список литературы

1. GSMA Europe: Развитие 5G в России и мире: взгляд в будущее, 2019.
2. 5G PPP Architecture Working Group Report: View on 5G Architecture, Version 3.0, June 2019.
3. 3GPP TS 38.300: 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; NR; NR and NG-RAN Overall Description; Stage 2 (Release 15).
4. 3GPP TS 38.401: 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; NG-RAN; Architecture description (Release 15).
5. 3GPP TS 23.501: 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Services and System Aspects; System Architecture for the 5G System; Stage 2.
6. 3GPP TS 38.104: 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; NR; Base Station (BS) radio transmission and reception (Release 16).
7. 3GPP TS 38.817-02: 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; NR; General aspects for Base Station (BS) Radio Frequency (RF) for NR (Release 15).
8. 3GPP TS 38.101-1: NR; User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 1: Range 1 Standalone (Release 16).
9. 3GPP TS 38.101-2: NR; User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 2: Range 2 Standalone (Release 16).
10. 3GPP TS 38.101-3: NR; User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 3: Range 1 and Range 2 Interworking operation with other radios (Release 16).
11. 3GPP TS 38.101-4: NR; User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 4: Performance requirements (Release 16).
12. 3GPP TS 38.305: NG Radio Access Network (NG-RAN); Stage 2 functional specification of User Equipment (UE) positioning in NG-RAN (Release 16).

Схемотехническая модель относительной передачи данных на основе хаотических радиоимпульсов

Мохсени Т. И.

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

Аннотация: В докладе представлена схемотехническая модель прямохаотической схемы относительной передачи информации [1,2] и результаты проведенных на ней симуляций. Схемотехническое моделирование было проведено в программной среде Advanced Design System (ADS). В процессе моделирования были подобраны элементы схемы и определены ограничения по частотному диапазону и технической реализации элементов.

1. Введение

Методы относительной передачи информации, предложенные первоначально для регулярных и шумовых сигналов [3], в последние десятилетия широко используются в схемах связи, использующих в качестве носителя данных хаотические сигналы.

В [1, 2] предложена схема прямохаотической относительной передачи с помощью хаотических радиоимпульсов – (ПХОСС – прямохаотическая относительная система связи, Direct chaotic differentially coherent communication system – DCDC CS – DC² CS). Были проведены аналитические оценки помехоустойчивости схемы при наличии в канале белого шума, а также построена ее математическая модель в виде системы дифференциально-разностных уравнений. Анализ схемы показал, что по сравнению с теоретической схемой DCSK (Differential Chaotic Shift Keying) [4] и ее модификациями, длительность линий задержек в новой схеме значительно меньше и это радикально упрощает ее создание. Однако степень идеализации в математической модели предложенной схемы слишком велика, чтобы на ее основе сразу переходить к экспериментальной реализации системы передачи.

Поэтому было принято решение предварительно провести симуляцию работы схемы передачи в программной среде для схемотехнического моделирования Advanced Design System (ADS) для частотного диапазона 1-2 ГГц.

2. Схемотехническая модель системы относительной передачи

Генератор хаотических колебаний с 2,5 степенями свободы, выступающий в качестве источника, порождает непрерывный сигнал с полосой от 1 до 2 ГГц. Формирование хаотических радиоимпульсов передатчика (рис. 1) осуществляется путем перемножения сигнала источника с выходным сигналом генератора прямоугольных импульсов. Длительность импульсов $T_{\text{и}}$ составляет 50 нс, длительность защитных интервалов $T_{\text{з}}$ – 100 нс. Сформированный поток хаотических радиоимпульсов поступает на вход делителя. Сигнал с первого выхода делителя поступает на вход модулятора, управляемого входным информационным потоком (ИП). В зависимости от напряжения управляющего информационного сигнала модулятор либо пропускает импульс без изменений, либо осуществляет его инверсию. Импульс, прошедший через модулятор без изменений, соответствует передаче «1», инвертированный импульс – передаче «0». Сигнал со второго выхода делителя поступает в блок задержки на время, превышающее время автокорреляции сигнала источника. В качестве задержки выступает модель отрезка коаксиального кабеля длиной $L_{\text{а}} = 1,0$ м. Затем сигналы с выхода модулятора и с выхода задержки суммируют. Суммарный сигнал передается в канал связи.

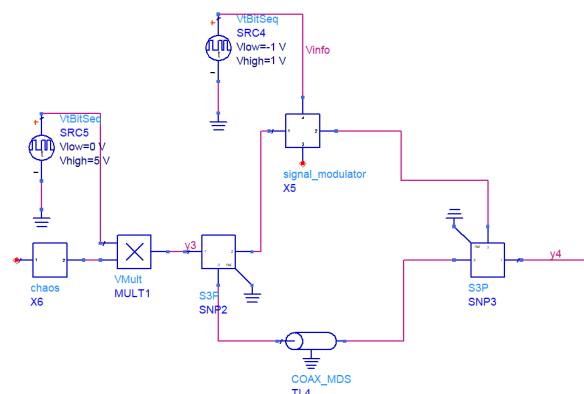


Рис. 1. Схема передатчика ПХОСС

На приемнике (рис. 2) полученный из канала сигнал поступает на делитель. Сигнал с первого выхода делителя поступает на вход задержки в виде коаксиального кабеля длиной L_3 . Сигнал со второго выхода делителя поступает на перемножитель, где он перемножается с сигналом с выхода задержки. Сигнал, полученный в результате перемножения поступает на вход интегратора. В качестве интегратора выступает фильтр нижних частот SCLF-21.4+ с пропускной полосой от 0 до 22 МГц. С выхода фильтра сигнал поступает на пороговое устройство. В пороговом устройстве осуществляется сравнение сигнала с нулевым порогом. Положительный сигнал соответствует приему «1», отрицательный - приему «0».

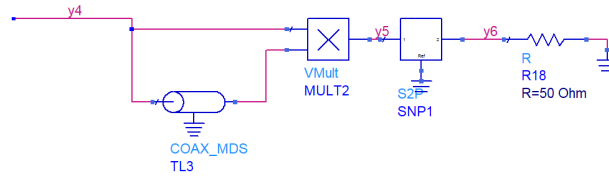


Рис. 2 Схема приемника ПХОСС

4. Результаты моделирования

В работе проведено схемотехническое моделирование системы относительной передачи информации на основе хаотических радиоимпульсов среде автоматического проектирования ADS. Целью моделирования являлась подготовка переход к эксперименту по реализации макета системы относительной передачи.

Результаты моделирования изображены на рис. 3, где изображена передача 9 бит данных. На рис. 3а изображен фрагмент сформированного потока хаотических радиоимпульсов источника. На рис. 3б изображен входной ИП, поступающий на модулятор. На рис. 3в изображен соответствующий сигнал с выхода ФНЧ приемника, по знаку которого определяется значение принятого бита. На рис. 3г изображен выходной ИП. В результате проведенного моделирования входной и выходной ИП совпадали.

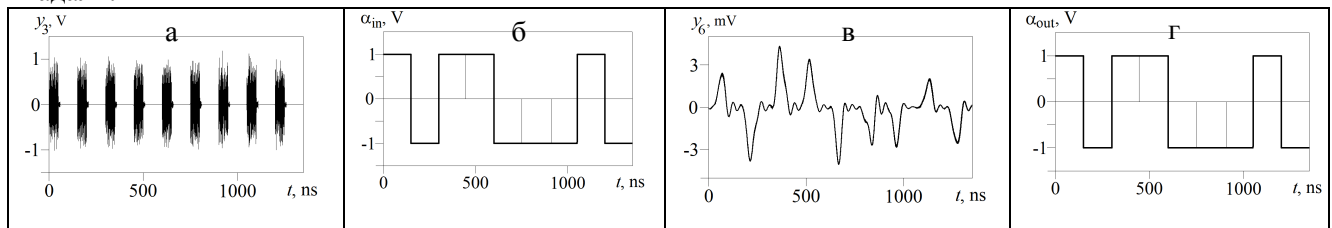


Рис. 3. Результаты моделирования: а) поток хаотических радиоимпульсов источника; б) входной ИП; в) сигнал с выхода ФНЧ приемника; г) выходной ИП.

3. Заключение

В целом картина при моделировании в ADS качественно согласуется с картиной при моделировании прямохаотической относительной системы передачи в пакете Matlab, проведенном в работах [1, 2]. Однако полученные количественные данные, определяются используемыми электронными компонентами и их реальными динамическими характеристиками, заложенными в моделях производителей. Поэтому получаемые при таких симуляциях данные можно непосредственно использовать при подготовке и проведении экспериментов с физическими макетами системы относительной передачи.

Список литературы

1. Дмитриев А.С., Мохсени Т.И., Сьерра-Теран К.М. Относительная передача информации на основе хаотических радиоимпульсов // Радиотехника и Электроника. 2018. том 63. № 10. С. 1-9.
2. Дмитриев А.С., Мохсени Т.И., Сьерра-Теран К.М. Сверх- и гиперширокополосная относительная передача информации на основе хаотических радиоимпульсов // Прикладная нелинейная динамика. 2018. Т. 26. № 4. С. 59-74.
3. Петрович Н. Т., Размахнин М. К. Системы связи с шумоподобными сигналами // М.: Советское радио. 1969. 232 С.
4. Kolumban G., Vizvari B., Schwarz W., Abel A. Differential chaos shift keying: A robust coding for chaotic communication // in Proc. NDES'96. 1996. P. 87-92.

Итоги развития российских систем космического мониторинга за прошедшее десятилетие

Ионов В. В., Пестряков А. В.

Московский технический университет связи и информатики
г. Москва ул. Авиамоторная 8а, 111024
kudear95@gmail.com; a.v.pestryakov@mail.ru

Аннотация: В докладе представлен обзор существенных изменений в системах космического мониторинга на территории России за последние десять лет. Приведено современное состояние системы Гонец и перспективы ее развития. Также рассмотрена новейшая система Икарус, находящаяся на стадии испытаний, и приведены ее достоинства и недостатки.

1. Введение

Системы космического мониторинга за подвижными объектами продолжают оставаться перспективной отраслью космических систем. Это связано с необходимостью решения задач по позиционированию в труднодоступных и удаленных регионах. С каждым годом все острее и острее проявляется необходимость экологических и океанографических исследований, контроль промышленной отрасли и т.д. В связи с этим наблюдается развитие как старых систем, таких как «КОС-ПАС/SARSAT», «Argos», «Iridium», так и появлением новых игроков: «Гонец-Д1М», системы на базе «Thuraya», и, находящаяся на этапе разработки, многообещающая система «Икарус» [1,2].

Россия начала активные разработки в данной области, и постепенно начинает наверстывать отставание, связанное с долгим простоем из-за сложной политической ситуации в 90-е годы.

2. Состояние отечественных систем

Система «Гонец-Д1М» принята в эксплуатацию в декабре 2015 года. Орбитальная группировка состоит из 12 КА. На данный момент работают 3 наземных региональных центра: г. Москва, г. Железногорск и г. Южно-Сахалинск. Происходит окончательная сертификация еще четырех наземных станций: г. Мурманск, г. Ростов-на-Дону, г. Норильск и Анадырь. Диаметр зоны радиовидимости каждой региональной станции составляет 4500 км. Наличие семи наземных пунктов приведет к 100% покрытию не только территории России, но и стран СНГ и территориальных вод. В 2024 году начнется развертывание нового поколения «Гонец-М1» и орбитальная группировка будет насчитывать 28 спутников [3]. Это может привести к окончательному вытеснению иностранных систем для внутренних нужд, и выходу на конкурентоспособный уровень на международном рынке, по крайней мере, для соседних стран.

Гонец, вместе с системой Iridium, уже постепенно приходит на смену Argos в рыболовном промысле [4]. Однако, по словам представителя Argos на территории РФ, российские моряки продолжают покупать и продукцию Argos [5]. Это связано с большой надежностью этих систем – французская система прошла долгий путь проб и ошибок, так как эксплуатируется уже более 20 лет. Наша же система стоит только в начале этого пути.

В 2018 году прошли испытания системы Икарус (Icarus, International Cooperation for Animal Research Using Space – Международное сотрудничество в области научных исследований животных с использованием космических технологий). Этот проект является совместной работой Госкорпорации «Роскосмос» и Общества Макса Планка в Германии. На борту МКС располагаются антенна и управляющий ею компьютер. На земле, аналогично, существующим системам, находятся малогабаритные передатчики. Разработчики предполагают использование радиометок размером чуть больше ногтя большого пальца и массой пять грамм. Это позволит снабжать радиометкой даже мелких животных. Передатчики работают в энергосберегающем режиме и включаются на полную мощность только в момент пролета над ними МКС. Это приводит к главному минусу данной системы: радиолиния «Земля – Космос» осуществляется только с одним космическим аппаратом, это накладывает жесткие территориальные ограничения, обусловленные радиовидимостью МКС [6].

3. Заключение

Значительное отставание России в отрасли глобального космического мониторинга постепенно сокращается. Ведется ряд крупномасштабных разработок в данной области. «Гонец-Д1М» занял ни-

шу промыслового хозяйства, а в совокупности с системой «Икарус», которая предназначена для экологических и климатических исследований, в состоянии в перспективе покрыть всю отрасль космического мониторинга.

Список литературы

1. Козлов А.В., Пестряков А.В.. Развитие спутниковой системы позиционирования и сбора данных Argos//Т-Comm:Телекоммуникации и транспорт. 2012 с.36-39
2. Ионов В.В., Пестряков А.В.. Системы космического мониторинга подвижных объектов // Сборник трудов XI Международной отраслевой научно-технической конференции Технологии Информационного Общества. 2017 с.213-214.
3. Официальный сайт АО «Спутниковая система «Гонец» Режим доступа: <http://www.gonets.ru/rus/> (дата обращения 12.02.2020)
4. Северо-восточное территориальное управление Федерального Агенства по Рыболовству Протокол №6 от 28.01.2016 АРГОС
5. Интервью с представителем CLS Александром Сальманом (13.11.2018) Режим доступа: <http://rybak-kamchatky.ru/news/1272-v-kosmicheskikh-setjah.html> (дата обращения 12.02.2020)
6. Отчет об установке антенны для российско-германского эксперимента «ИКАРУС» Режим доступа: <http://www.roscosmos.ru/25414/> (дата обращения 12.02.2020)

Возможности моделирования сигналов космической связи и навигации в программном комплексе «Вектор»

Светашов А. К., Пестряков А. В.

Московский технический университет связи и информатики
ул. Авиамоторная 8а, Москва, 111024, РФ
mr.uoriner@mail.ru, a.v.pestyakov@mail.ru

Аннотация: В данном докладе описано формирование и анализ сигнала, используемого в системах космического мониторинга и сбора данных о местоположении различных объектов (Argos и COSPAS-Sarsat), с использованием аппаратно-программного комплекса «Вектор»

1. Введение

Cospas-Sarsat — международная спутниковая поисково-спасательная система, занимающаяся оповещением об аварийных ситуациях на судах при помощи радиобуёв, установленных на борту. [1] Система образована при сотрудничестве СССР (КОСПАС), а также США, Канады и Франции (Sarsat). Её работа началась в 1982г. с запуска советского спутника «Космос-1383» (Коспас-1).

В настоящее время в спутниковую группировку системы входят 6 низкоорбитальных спутников, расположенных на околополярной орбите, а также 9 геостационарных. Функционирование спутников ведётся на частоте 406,0 - 406,1 МГц [1].

Система Argos, созданная в 1978 году совместно с CNES (French Space Agency) Франция; NASA, США и NOAA (National Oceanic and Atmospheric Administration) США, функционирует по сей день и расширяет свои возможности. По своей сути, Argos является уникальной системой сбора данных и трекинга. На данный момент система даёт учёным по всему миру возможность следить за климатическими изменениями, отслеживать положение судов, мониторить движение морских и сухопутных животных и т.п. [2].

Современная система Argos-3 получила ряд усовершенствованных технических возможностей, по отношению к её прошлым версиям. Так, например, новое поколение получило возможность обеспечивать сигнал вверх и вниз, при скорости в 4,8 кбит/с, обеспечивая передачу данных в 10 раз больше, чем в системе Argos-2 [3]. Кроме того пользователи получили возможность отправлять короткие сообщения (свыше 128 бит) через DMMC (Downlink Messaging Managment Center), необходимые для включения или выключения передатчика, изменения даты или времени конфигурации радиобуя. Сравнительный анализ системы Argos представлен в статье [4], а также в монографии Е. М. Coelho de Magalhães [5].

2. Проведение моделирования

Аппаратно-программный комплекс (далее АПК) «Вектор», разработанный в МТУСИ, состоит из двух программных модулей: векторного генератора - VSG, предназначенного для формирования сигналов систем связи; а также векторного анализатора - VSA, позволяющего производить комплексный анализ сигналов, вычисляя их отдельные параметры и характеристики, сгенерированные через VSG. Для анализа характеристик сигналов в модулях VSA и VSG предусмотрены следующие возможности: отображение квадратурных компонент (I и Q) вектора, построение векторной диаграммы, отображение сигнального созвездия, отображение спектральных характеристик и др. [6, 7].

На рис. 1 показан спектр сформированного сигнала системы Argos, являющийся разновидностью BPSK модуляции.

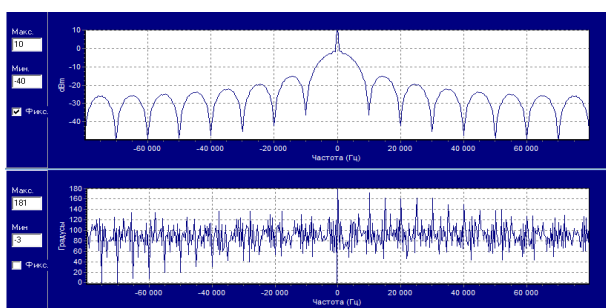


Рис. 1. Графики спектров смоделированного сигнала

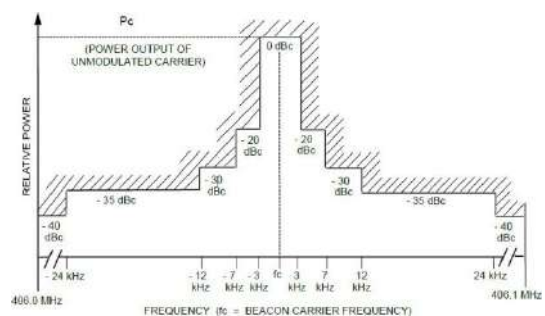


Рис. 2. Спектральная маска сигнала

3. Заключение

После проведения моделирования был сделан вывод, что спектр сформированного сигнала с мгновенной сменой состояний фазовой составляющей в некоторых областях не удовлетворяет спектральной маске, указанной в стандарте [8] (Рис.2).

Для обеспечения требований стандарта в спектральной области, в реальных устройствах применяют различные методы сглаживания фронтов временной диаграммы. Для этого стандартом предусмотрена соответствующая временная маска [8]. Различные варианты формирования сигналов со сглаженными фронтами и их проверку на выполнение требований спецификации стандарта Argos, а также влияние различных параметров тракта формирования и обработки сигнала можно исследовать с применением комплекса «Вектор».

Список литературы

1. Коспас-Сарсат - URL: <https://ru.wikipedia.org/wiki/Коспас-Сарсат>
2. Argos - URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Argos_system
3. Multi-user detection for the ARGOS satellite system. B. Escrig, F. Fares, M.-L. Boucheret, T. Calmettes, H. Guillon. International Journal of Satellite Communications and Networking, vol.33 (№1). pp. 1-18
4. Козлов А.В., Пестряков А.В. Развитие спутниковой системы позиционирования и сбора данных ARGOS. «Т-Comm – Телекоммуникации и транспорт», 2012, №2. М.: Медиа Паблишер, 2012
5. E. M. Coelho de Magalhães. Development of an Argos beacon for VorSat satellite. Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2011.
6. Программа векторного анализа сигналов «Вектор-VSA». Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018664124, дата регистрации 20.12.18
7. Программа векторного формирования сигналов «Вектор-VSG». Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018663909, дата регистрации 18.12.18
8. Specification for Cospas-Sarsat 406 MHz distress beacons. C/S T.001 Issue 4 - Revision 4, 2019.

Прием радиосигналов на основе поляризационного разнесения

¹Ботов В.А., ¹Казаков Л.Н., ¹Лисов А.А.

¹ЯрРГУ им. П.Г. Демидова
ул. Советская, 14, Ярославль, 150000, РФ
kazakov@uniyar.ac.ru

Аннотация: Исследуется информационный канал сотовой связи «базовая станция-клиент», находящиеся на расстоянии 15 км в условиях сильно пересеченной местности, включающей воздушное пространство, лесной массив, водную поверхность, холмы и возвышенности. Антенна базовой станции с вертикальной поляризацией расположена на высоте 50 м, клиентская ортогональная антенна «Agata» MIMO 2x2, расположена на высоте 2 м и представляет собой комбинацию двух ортогональных диполей соответственно с вертикальной и горизонтальной поляризациями. Предметом исследования является предельная скорость передачи в информационном канале.

1. Введение

Работа посвящена проблеме повышений скорости передачи в каналах сотовой связи «базовая станция-клиент» за счет применения на стороне клиента комбинации антенных систем с различной ортогональной поляризацией. Такой подход позволяет более эффективно собрать полезную энергию сигнала, повысить помехоустойчивость и, соответственно, скорость передачи. Диполь с вертикальной поляризацией согласован с антенной базовой станции и принимает прямой сигнал от базовой антенны и вертикальную компоненту отраженного многолучевого сигнала, диполь с горизонтальной поляризацией принимает горизонтальную компоненту отраженного многолучевого сигнала. Вследствие особенностей распространения радиоволн в лесах: многократного рассеяния, дифракции и поглощения электромагнитных волн элементами лесной растительности, амплитуды и фазы, распространяющихся в них радиоволн, претерпевают пространственно-временные флуктуации. С повышением рабочих частот глубина этих флуктуаций возрастает.

Математические модели, используемые для исследования влияния ослабления радиосигнала, проходящего через лесные массивы, достаточно разнообразны и ориентированы на расчеты в различных условиях распространения радиоволн относительно земной поверхности. Моделей, учитывающих зависимость распространения радиоволн от температурных условий, как правило, нет, ввиду принятия за незначительное воздействие изменений температуры окружающей среды на уровень затухания радиоволн. [2].

Следует также отметить, что метеорологические явления, происходящие в нижних слоях тропосферы, такие как дождь, туман, снег, облака и другие явления не оказывают существенного поглощения на распространение радиоволн длиннее 10 см [3].

Актуальность данной работы заключается в применении эффективных антенных систем в сложных радиоканалах.

Цель работы – повышение скорости передачи данных в приземных радиоканалах за счёт применения ортогональных антенных систем.

Задачи, решаемые в работе:

- построение топографического профиля трассы,
- построение модели сигнала на входе антенны, представляющую собой систему двух ортогональных диполей. Случай комбинирования райсовского и релеевского каналов [4-6],
- расчет скорости передачи данных для различных сезонных условий,
- разработка программы и методики проведения натурных испытаний,
- натурные испытания канала с поляризационным разнесением на входе приемного модуля.

2. Скоростные показатели канала передачи

Результаты расчета скорости передачи данных (канал сверху-вниз) для следующей реализации приемного модуля: (антенна «Agata MIMO 2x2»-модем «Huawei E3372 3G/4G»-роутер «ZyXel Keenetic 4G III») [7-9].

- скорость передачи данных для зимнего периода составила 10 Мбит/с, при общем коэффициенте погонного ослабления равном 17,5 дБ;
- скорость передачи данных для осеннего и весеннего периодов составила 4,82 Мбит/с, при общем коэффициенте погонного ослабления равном 20,7 дБ;

- скорость передачи данных для летнего периода составила 2,18 Мбит/с, при общем коэффициенте погонного ослабления равном 24,1 дБ;
- скорость передачи данных для частного случая составила 14,62 Мбит/с, при общем коэффициенте погонного ослабления равном 15,8 дБ.

3. Заключение

Результаты натурных испытаний близки к результатам теоретических расчетов (отклонение составляет не более 10%). В результате чего можно заключить о возможности прогнозирования скорости передачи данных для различных сезонных условий.

Экспериментальное значение коэффициента, характеризующего ослабление мощности диффузного луча по отношению к мощности прямого луча (К-фактор Райса) составило 0.05...0.25. Согласно топографического профиля трассы можно заключить, что данное ослабление вызвано поглощением диффузного луча земной поверхностью.

Рассчитанное в результате проведенного экспериментального исследования значение коэффициента взаимной корреляции (порядка 0.1) говорит о некоррелированности райсовской и релеевской составляющих сигнала. В результате чего можно заключить об эффективности применения ортогональных антенных систем в сложных радиоканалах как способ борьбы с замираниями.

Полученные в результате экспериментального исследования графики зависимости мощности сигнала от частоты для райсовской и релеевской составляющих сигнала подтверждают цель о повышении скорости передачи данных в приземных радиоканалах за счёт применения ортогональных антенных систем.

Список литературы

1. Попов В.И. Распространение радиоволн в лесах. М.: Горячая линия – Телеком, 2017. 392 с.
2. Чухланцев А.А., Головачев С.П. Оценки затухания радиоволн диапазона 3-300 см в растительных покровах // Лесной вестник. 2002. № 1. С. 112-116.
3. Карта покрытия сотовой связи 3G российской телекоммуникационной компании «Мегафон» [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://yar.megaфон.ru/help/offices/#coverage> (дата обращения: 07.11.2018).
4. Топографическая карта «Google» [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.google.com/maps/@57.7511304,38.5225786,12z> (дата обращения: 08.11.2018).
5. Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Теоретические основы обработки сигналов в беспроводных системах связи: монография. Нижний Новгород: ННГУ им. Н.И. Лобачевского, 2011. 368 с.
6. Пищин О.Н., Волошин А.А., Буцкая О.Б. Воздействие изменения температуры атмосферы на затухание сигналов сотовой связи // Вестник АГТУ. 2011. № 2. С. 132-135.
7. Основные характеристики широкополосной антенны «Agata MIMO 2x2» [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://antex-e.ru/store/36907/39024/?pos=914661> (дата обращения: 23.12.2018).
8. Основные характеристики USB модема «Huawei E3372 3G/4G» [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://market.yandex.ru/product--modem-huawei-e3372/10997568/spec?track=tabs> (дата обращения: 23.12.2018).
9. Основные характеристики Wi-Fi роутера «ZyXel Keenetic 4G III» [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://market.yandex.ru/product--wi-fi-router-zyxel-keenetic-4g-iii-rev-a/12143578/spec?track=tabs> (дата обращения: 23.12.2018).

Оптимизация сигнально-кодовой конструкции в канале управления БПЛА

¹Казаков Л.Н., ¹Селянская Е.А., ¹Царев А.Б.

¹ЯрРГУ им. П.Г. Демидова
ул. Советская, 14, Ярославль, 150000, РФ

Аннотация: В докладе рассмотрена проблема пакетирования ошибок в каналах с низкими углами склонения. К числу их относятся скрытные каналы управления БПЛА, находящиеся на большом расстоянии от пункта управления. Для сигналов с расширенным спектром анализируются условия возникновения пакетных ошибок и их оценка. Для решения проблемы предлагается использовать сигнально-кодовые конструкции на основе кодов Рида-Соломона (в том числе каскадных кодов Рида — Соломона) с процедурой перемежения и пространственно разнесенный прием. Предложены варианты реализации приемного модуля на основе широкополосных многоканальных радиотрансиверов.

1. Введение

В многолучевых радиолиниях связи на основе сигналов с расширенным спектром (расширение спектра может быть вызвано решением задачи скрытности [1]) интервал расширения задержки τ_z может быть соизмеримым или значительно превосходить величину длительности символа. Это обстоятельство приводит к возникновению в канале замираний, которые, в свою очередь, приводят к двоичным ошибкам на выходе демодулятора, имеющим тенденцию к пакетированию, и должны учитываться при разработке сигнально-кодовой конструкции (СКК) [1-4]. Пакетирование ошибок проявляется в возникновении на выходе демодулятора взаимозависимых ошибок различной кратности, в том числе равной длине кодового слова. Основной причиной пакетирования ошибок являются процессы замирания сигналов в непрерывном канале. В таких условиях применение сигнально-кодовых конструкций (СКК), ориентированных на исправление одиночных независимых ошибок, не является оптимальным техническим решением.

Выбор конкретных решений во многом обусловлен возможностями современных технологий многоканальной обработки сигналов, основанной на применении широкополосных многоканальных радиотрансиверов (ШМРТ) и высокопроизводительных программируемых логических интегральных схем (ПЛИС). Согласованное использование данных элементов позволяет реализовать достаточно гибкие алгоритмы обработки, в основе которых лежит принцип разнесенного приема по результатам статистики ошибок на выходе декодера. При этом с учетом функционала ШМРТ интерес представляет версия разнесенного приема с автовыбором наилучшего канала.

В случае сигналов с расширенным спектром подобный подход имеет особенность, связанную с применением ПСП большой длины, вызванной стремлением получить высокий уровень скрытности каналов управления. В то же время, ПСП по сути выступает в роли тестовой последовательности, что дает возможность получить оценку параметров ошибок в канале в режиме реального времени и использовать оценку для коррекции параметров самого канала либо параметров СКК.

2. Выбор сигнально-кодовой конструкции

С учетом особенностей скрытного канала управления (пакетирование ошибок), технических возможностей аппаратной части (ШМРТ, ПЛИС) и результатов исследования модели канала предлагается структура сигнально-кодовой конструкции, отражающая следующие режимы:

- модуляция DQPSK, обеспечивающая компромисс между помехоустойчивостью и скоростью передачи;
- канальное кодирование с помощью кодов Рида — Соломона (РС), либо каскадных кодов Рида — Соломона (РС-РС) [5, 6];
- перемежение, обеспечивающее конвертацию зависимых ошибок в независимые ошибки;
- расширение спектра на основе прямой модуляции вложенными ПСП;
- детектирование ошибок на выходах согласованных фильтров для известного набора вложенных ПСП;
- адаптивный режим выбора расширяющих ПСП, параметров канального кодера по результатам анализа статистики ошибок;
- пространственно разнесенный прием с автовыбором на основе статистики ошибок на выходе согласованных фильтров.

На основании построенных моделей выполнен комплекс исследований помехоустойчивости нескольких СКК. В частности, получены сравнительные результаты для различных канальных условий, соответствующим малым углам склонения, двух СКК: DQPSK+(PC-PC) и получившим широкое распространение на практике конструкция DQPSK+(СК-PC) (каскадный код: сверточный код СК+код Рида-Соломона). Для каналов, близким по характеристикам к гауссовскому, преимущество имеет СКК DQPSK+(СК-PC). Для каналов с пакетированием ошибок, причиной появления которых является наличие глубоких замираний и доплеровских поправок, преимущество СКК DQPSK+(СК-PC) может достигать до 10 дБ и более. При этом очень эффективным может оказаться адаптивный вариант СКК, в основе которого лежат оценки ошибок на выходе согласованных с вложенными ПСП фильтров. Оценки ошибок могут быть получены в режиме реального времени на интервале одного или нескольких символов. Данное обстоятельство может быть решающим при реализации структурной скрытности канала управления. Ему соответствует режим передачи с псевдослучайной перестройкой расширяющей ПСП (ППРП).

3. Заключение

1. Сравнение конструкций PC-PC и СК-PC при равных ошибках демодуляторов говорит о следующем. Декодер Витерби в конструкции СК-PC первым декодирует ошибки канала, является битовым декодером. Декодер PC, который стоит первым в кодовой конструкции PC-PC, является символьным декодером. Поэтому в качестве канального перемежителя целесообразно использовать байтовый перемежитель.

2. Выигрыш СКК PC-PC в канале с замираниями происходит из-за того, что в канале с пакетированием резко уменьшается вероятность символьной ошибки при той же вероятности битовой ошибки (вероятности ошибки демодулятора).

3. В канале с АБГШ наибольшая вероятность ошибки при фиксированной вероятности ошибки демодулятора приходится на большую кратность ошибки чем в канале с замираниями. Это происходит из-за того, что в канале с пакетированием уменьшается вероятность байтовой ошибки. Канал с пакетированием с помощью канального байтового перемежителя преобразуется в канал с независимыми ошибками.

4. Результаты моделирования подтвердили известное положение, что для использования в радиоканалах с пакетированием ошибок предпочтительно использовать PC коды. Сверточные коды предпочтительно использовать в каналах с независимым распределением ошибок.

Список литературы

1. Защищённые радиосистемы цифровой передачи информации: учебное пособие для вузов / П.Н. Сердюков, А.В. Бельчиков, А.Е. Дронов [и др.]. М.: АСТ, 2006. 403 с.
2. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: пер. с англ. 2-е изд, испр.: М.: Вильямс, 2007. 1104 с.
3. Прокис Дж. Цифровая связь: пер. с англ. / под ред. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.
4. Системы цифровой радиосвязи. Базовые методы и характеристики: учебное пособие / Л.Н. Волков, М.С. Немировский, Ю.С. Шинаков. М.: Эхо Трендз, 2005. 392 с.
5. Оптимизация сигнально-кодовых конструкций для связных радиоканалов с глубокими релеевскими замираниями / М.Ф. Шебакопольский [и др.] // Радиолокация и радиосвязь: сборник материалов III Всероссийской конференции, 26–30 октября 2009 / ИРЭ РАН. Москва, 2009. С.464–469.
6. Шебакопольский М.Ф., Царев А.Б., Крахмалева М.М., Волкова Э.В., Сигнально-кодовые конструкции для связных радиоканалов / М.Ф. Шебакопольский, А.Б. Царев, М.М. Крахмалева, Э.В. Волкова // Вестник Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова. Серия Естественные и технические науки. 2013. № 1. С. 32–38.

Интеллектуальная система анализа данных

Батура М. П., Пилецкий И. И.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь
БГУИР, ул. П. Бровки, 6, г. Минск, Беларусь, 220013
bmpbel@bsuir.by, ianmenski@gmail.com

Аннотация: В докладе приводится описание инструмента мониторинга открытых интернет-источников с целью выявления экспертов в некоторой предметной области (информационных технологий в телекоммуникациях), определения тематик публикаций, оценки популярности публикаций. Описываются принятые решения при разработке аналитического комплекса, полученные результаты его работы и применения методов искусственного интеллекта для проведения глубокого анализа данных.

1. Введение

В настоящее время все уже привыкли получать данные и информацию из интернет - источников. Как правило, это неструктурированные текстовые данные, различные мультимедийные данные. В результате анализа данных интернет-источников полученная информация является базовой для принятия решений различными организациями.

Данные могут быть получены как из социальных сетей, так и тематических сайтов, содержащих различные публикации. Пользователи интернет-ресурсов и социальных сетей могут самостоятельно выбирать интересные им направления и читать публикации интересных им людей, которым они симпатизируют. В свою очередь создатели контента могут быть со своим контентом и своими подписчиками. Такие связи, как правило, бывают достаточно сложными и представляют собой многоуровневую циклическую сеть.

Интерес к интеллектуальным системам анализа данных постоянно усиливается, поскольку создание новой техники и технологий становится все более наукоемким, причем эта тенденция характерна и для продукции массового рынка. Интеллектуальная система анализа данных («ИС Анализа Данных») позволит не только помочь с проведением анализа данных для предметной области информационных технологий в телекоммуникациях и принятия решения, но и позволит сэкономить весьма дефицитный в условиях конкуренции ресурс – время. Большой интерес представляют задачи нахождения экспертов предметной области, которые имеют большую аудиторию подписчиков и на которую они могут влиять, их публикации и их связи. В современной экономике важно не только дать качественный продукт с новыми свойствами, но и сделать это в числе первых. Система позволяет находить экспертов (авторитетов) в предметной области и выдавать оценку их рейтинга влиятельности - лучше прочесть три книги признанных экспертов в определенной области, чем десять книг дилетантов.

2. Назначение

«ИС Анализа Данных» предназначена для поддержки принятия обоснованных решений, на основе мониторинга и анализа данных из открытых Интернет источников, в том числе и научных публикаций.

Создание многоцелевого, модифицируемого кластера, использующего граф-знаний, методы и модели машинного обучения для анализа данных интернет источников с целью выявления наиболее важных публикаций в некоторой области, на пример, для предметной области информационных технологий в телекоммуникациях и тематического анализа их публикаций, выявлении лидера научного направления и предсказания тенденций развития направлений и взаимодействия групп людей.

Выявления важных публикаций, ведущих специалистов и поиске экспертов определенных предметных областей. Система «ИС Анализа Данных» позволяет определить тематики публикаций, поиск экспертов (авторитетов) в предметной области, тематику их публикаций, а также просмотр их профилей, поиск новых областей исследований, определить области, к которым интерес уже пропал.

3. Технология построения и функционирования «ИС Анализа Данных»

Основу технологии разработки системы составляют методы и алгоритмы построения и обслуживания графовой модели социальной сети авторов и их публикаций, ссылок на их публикации и определение рейтинга конкретного автора публикаций, определение тематик публикаций и классификация их по областям знаний. Основным назначением графовой базы данных является применение

графовых алгоритмов для обработки полученных данных, выстраивание логических взаимосвязей и подготовка и выдача информации для пользователя.

Масштабируемая архитектура «ИС Анализа Данных» при минимальных модификациях может быть применена и в других областях, как корпоративных, так и правительственных, например, для анализа СММ или мониторинга настроений в обществе и др. Общая технология построения многофункционального комплекса приведена в более ранних публикациях [1].

«ИС Анализа Данных» состоит из компонента сбора данных, фильтрации данных и составления «мешка слов» из N-грамм (векторизации), хранилища данных (на базе HDFS и NoSQL БД Cassandra), библиотеки аналитических модулей (ML и набор модулей: SVM и LDA, PLSA [2]), компонента графовая база данных и граф знаний, состоящие из графовой БД, моделирующей предметную область, и программных модулей, подготовки выдачи результата (с техникой drill down), клиентского модуля. Существуют различные алгоритмы определения наиболее важных статей, публикаций, блогеров, в «ИС Анализа Данных» используется алгоритм page_rank [3]. Управляющий компонент построен на базе Kafka, выполняет роль интеграционной шины, обеспечивает взаимодействие всех компонент. Все компоненты системы работают как набор постоянно работающих компонент в виде отдельных серверов. При необходимости набор модулей и компонент может быть расширен. На рис. 1 приведены фрагменты части результатов работы системы.

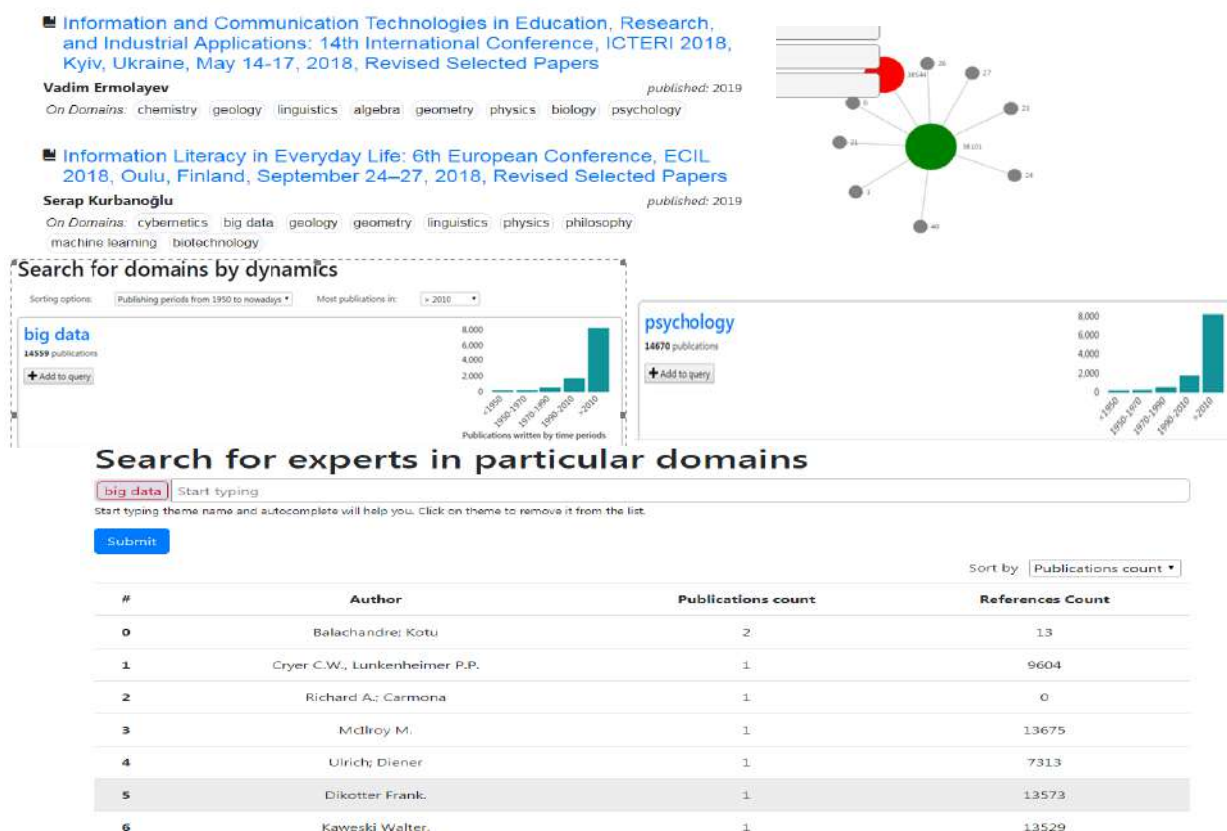


Рис 1. Некоторые результаты работы системы

Список литературы

1. Батура М.П., Пилецкий И.И., Прытков В.А., Волорова Н.А., Козуб В.Н. Система комплексного анализа данных интернет источников // BIG DATA and Advanced Analytics = BIG DATA и анализ высокого уровня : сб. материалов V Междунар. науч.-практ. конф. (Республика Беларусь, Минск, 13–14 марта 2019 года). В 2 ч. Ч. 2 / редкол. : В. А. Богуш [и др.]. – Минск : БГУИР, 2019. – 379 с. ISBN 978-985-543-484-0 (ч. 2). p/172-187
2. Чугаинов К. В., Пилецкий И. И. Методы тематической кластеризации новостных статей. Научно-практические исследования №2 (ISSN 2541-9528) – Омск: Дельта, – 2017 с. 295 – 298.
3. PageRank algo neo4j. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://neo4j.com/docs/graph-algorithms/current/algorithms/page-rank/> Дата доступа: 22.01.2019

Задача распознавания теннисистов как одно из классических приложений компьютерного зрения¹

^{1,2} Андриянов Н. А.

¹ АО "НПП "Исток" им. Шокина"

г. Фрязино, Московская область, ул. Вокзальная, 2а, 141190, Российская Федерация

² Ульяновский государственный технический университет

г. Ульяновск, ул. Северный Венец, 32, 432027, Российская Федерация

nikita-and-nov@mail.ru

Аннотация: В данной работе рассматриваются основные типы нейронных сетей, при этом особое внимание уделяется свёрточным нейронным сетям, используемым в компьютерном зрении для обработки изображений. Представлены результаты, полученные при обучении нейронных сетей с помощью разных алгоритмов оптимизации для распознавания теннисных игроков Роджера Федерера и Рафаэля Надаля. Для рассмотренной базы данных с учетом обучения с нуля удалось достичь достаточно высокого процента точного распознавания на тестовой выборке (82%).

1. Введение

Сегодня актуальной задачей является задача распознавания образов. Действительно, алгоритм, способный автоматически обнаруживать, различать и сопровождать различные объекты, имеет множество приложений. Например, это может быть использовано при внедрении магазинов самообслуживания, когда компьютер узнает вошедшего покупателя и отслеживает его действия. Схожие технологии применяются и при распознавании автомобильных номеров. При этом ранее широкое распространение имели математические модели изображений, в том числе объектов на них [1—4]. Однако при таком подходе с ростом числа объектов и размеров изображения быстро растут вычислительные затраты. Корреляционно-оптимальный алгоритм не обеспечивает работы в режиме реального времени. В связи с этим возросла популярность нейросетевого подхода, а лучшие показатели при распознавании обеспечивают свёрточные нейронные сети [5—7]. Однако такой подход также имеет свои недостатки. Во-первых, без моделирования не всегда возможно собрать достаточную для адекватного обучения базу данных. Во-вторых, часто нейронные сети будут иметь артефакты переобучения. В этой работе рассмотрим проблемы, с которыми можно столкнуться, если обучение нейронной сети происходит с нуля.

2. Алгоритмы оптимизации и распознавание теннисных игроков

Для разработки собственной свёрточной нейронной сети в свободном доступе в сети Интернет были собраны изображения двух теннисных игроков: Роджера Федерера и Рафаэля Надаля. При этом выборка была достаточно малой. Точное распределение изображений по классам и наборам представлено ниже:

- Роджер Федерер: 106 (обучающая) + 26 (валидационная) + 23 (тестовая) = 155 изображений;
- Рафаэль Надаль: 101 (обучающая) + 25 (валидационная) + 22 (тестовая) = 148 изображений.

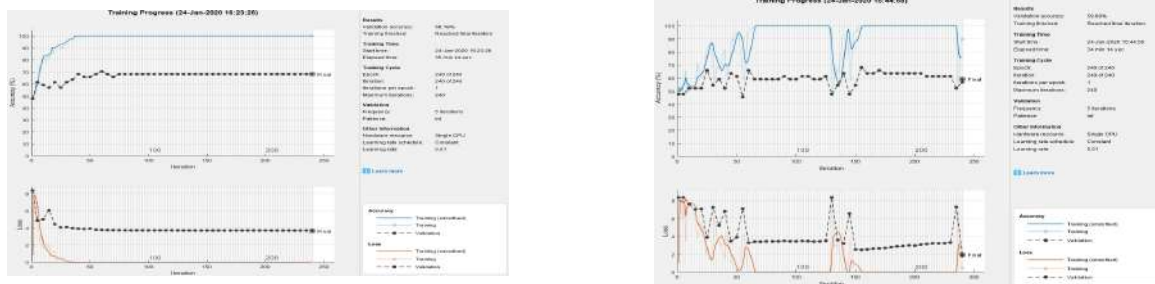
Следует отметить, что максимальное число изображений было в основной обучающей группе, при этом в процессе обучения нейронная сеть на каждой эпохе выполняла проверку на валидационной выборке. Изображения из тестовой выборки абсолютно не задействовались в процессе обучения, а предъявлялись уже для проверки работы обученной сети.

При этом рассматривались разные варианты обучения. Использовались нейронные сети с 2 и 3 слоями свёртки, также в каждом слое пробовались разные варианты с числом нейронов от 32 до 128. Число эпох обучения также составило ряд значений от 50 до 1000. Более того, были задействованы алгоритмы оптимизации с обычным простейшим градиентным спуском (SGD) и RMS-оптимизация.

На рис. 1 представлены графики точности и потерь при одном из вариантов обучения с помощью алгоритма SGD (а) и RMS (б). Из обоих графиков видно, что сеть достаточно быстро переобучается. Выходом из такой ситуации является случайная регуляризация (сброс) весов во время обучения.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-29-09048.

На рис. 2 показаны примеры обработки изображений с помощью обученных разными алгоритмами нейронных сетей: SGD (а) и RMS (б). Видно, что при алгоритме SGD сеть на 100% "уверена в своих решениях", в то время как при обучении с RMS-оптимизацией сеть в некоторых случаях "проявила сомнение".



а)

б)

Рис. 1. Процесс обучения нейронной сети: а) SGD; б) RMS



а)

б)

Рис. 2. Распознавание Федерера и Надаля: а) SGD; б) RMS

В целом, наилучшие характеристики удалось достичь с помощью обучения с RMS-оптимизацией для 3-х слойной нейронной сети с 128 нейронами в каждом слое. Однако по числу эпох такое обучение было оптимальным при 100 эпохах, связано с достаточно малым объемом выборки. Для такой сети точность распознавания составила 82% на тестовой выборке.

3. Заключение

Рассмотрена задача распознавания образов на примере распознавания теннисных игроков. Обучение нейронных сетей проходило с нуля, в связи с чем выявлен ряд проблемных моментов, свойственных нейросетевому подходу: недостаток данных, быстрое переобучение без сброса весов, излишняя уверенность нейронных сетей, нестабильность точности в процессе обучения алгоритмом RMS. Для устранения данных недостатков в будущем планируется исследование ансамблей нейронных сетей.

Список литературы

1. Vasil'ev K. K., Dement'ev V. E., Andriyanov N. A. Application of mixed models for solving the problem on restoring and estimating image parameters // Pattern Recognition and Image Analysis. January 2016. V. 26(1). - P. 240-247.
2. Vasiliev K.K., Dementiev V.E. and Andriyanov N.A. Representation and processing of multispectral satellite images and sequences // Procedia Computer Science 126 (2018), p. 49-58.
3. Andriyanov N.A., Vasiliev K.K. and Dement'ev V.E. Analysis of the efficiency of satellite image sequences filtering // Journal of Physics: Conference Series 1096 (2018) 012036 - 7 p.
4. Andriyanov N. A., Dementiev V. E. Developing and studying the algorithm for segmentation of simple images using detectors based on doubly stochastic random fields // Pattern Recognition and Image Analysis. January 2019. V. 29(1). - P. 1-9.
5. Everingham M., Van Gool L., Williams C., Winn J., Zisserman A. The pascal visual object classes (voc) challenge // International journal of computer vision 88(2), 2010. pp. 303-338.
6. Girshick R. Fast R-CNN // Proceedings of the IEEE International Conference on Computer Vision, 2010. pp. 1440-1448.
7. Long J., Shelhamer E., Darrell T Fully convolutional networks for semantic segmentation //The IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, 2015. p. 3431-3440

Разработка и исследование программы распознавания лиц¹

^{1,2} Андриянов Н. А., ² Андриянов Д. А.,

¹ АО "НПП "Исток" им. Шокина"

г. Фрязино, Московская область, ул. Вокзальная, 2а, 141190, Российская Федерация

² Ульяновский государственный технический университет

г. Ульяновск, ул. Северный Венец, 32, 432027, Российская Федерация
nikita-and-nov@mail.ru

Аннотация: В данной работе рассматривается специализированная программа, разработанная на Python с использованием библиотеки OpenCV. Программа позволяет решать следующие функции: ведение захвата данных с видеокамеры, выполнение обнаружения лиц в кадре, выполнение съёмки области изображения, где находится лицо, обучение под распознавание лиц, идентификация пользователей в режиме реального времени.

1. Введение

В последнее время значительно вырос интерес к такой научной области, как искусственный интеллект. Тем не менее искусственный интеллект - это достаточно общее понятие, поэтому сама сфера искусственного интеллекта может быть разбита на более узкие области. Из крупных областей искусственного интеллекта можно выделить бизнес-аналитику (большие данные) [1], системы обработки естественного языка [2], обучение с подкреплением [3], сильный искусственный интеллект [4] и системы компьютерного зрения [5]. Последняя тесно связана с задачей обработки изображений [6—9]. В свою очередь, из задач компьютерного зрения можно выделить очень важную задачу распознавания лиц. Технологии решения данной задачи могут найти себя в таких сферах, как магазин самообслуживания, системы контроля и управления доступом, системы слежения за техникой безопасности на производстве и др. В данной статье рассматривается программный продукт, написанный на Python для решения указанной задачи обнаружения и распознавания лиц.

2. Программа идентификации пользователей

Поставленная задача – реализация алгоритма обнаружения и распознавания лиц, достаточно просто может быть решена с использованием средств языка программирования Python совместно с модулями открытой библиотеки по компьютерному зрению – OpenCV. При этом последняя позволяет подключить к вычислительному устройству видеокамеру, чтобы вести захват изображения. Также OpenCV позволяет выполнять съёмку отдельных кадров видеопоследовательности. Это привело к идее использовать данную технологию для накопления обучающего материала. Так, например, реализуется алгоритм, который сохраняет заданное наперёд число кадров. При этом процесс генерации данных выглядит следующим образом. Пользователь садится перед камерой, вводит в программе свой идентификатор, и программа обеспечивает получение заданного числа изображений лица данного пользователя. В процессе съёмки пользователь может отдалять и приближать лицо в направлении камеры, делать различные незначительные наклоны и повороты.

Для обнаружения лица на изображении используются открытые каскады Хаара, выполняющие обнаружение по ключевым точкам. Для поиска объектов по их ключевым признакам используется метод П.Виолы и М.Джонса [10]. Указанный метод включает в себя 4 следующие концепции:

- используются простые функции Хаара, которые представляют из себя прямоугольные функции;
- чтобы упростить поиск ключевых признаков, применяется интегральное изображение;
- применяется алгоритм AdaBoost, обеспечивающий обучение для обнаружения ключевых признаков;
- используется каскадный классификатор для эффективного совмещения множественных функций.

Следует отметить, что при разработке своего метода Виола и Джонс опирались на вейвлеты Хаара. Для одномерных сигналов вейвлеты Хаара представляют собой прямоугольные волны одинаковой длины (один высокий интервал и один низкий интервал). При переходе к двумерным полям или изображениям вейвлеты Хаара можно представить как прямоугольную волну, включающую в себя пару прямоугольников, расположенных по соседству. При этом высоким интервалам соответствует темный прямоугольник, низким – светлый.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-47-730011.

На рис. 1 показан пример работы обнаружителя лиц. На рис. 2 показан пример работы распознавателя лиц.

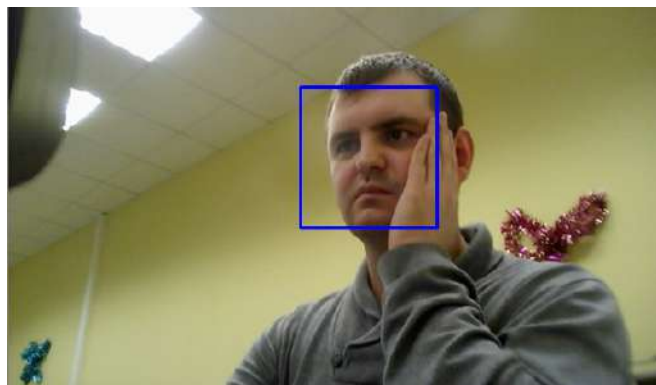
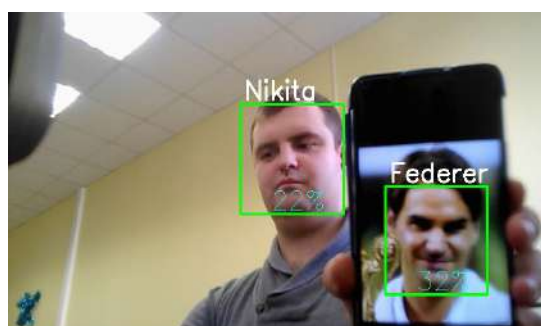
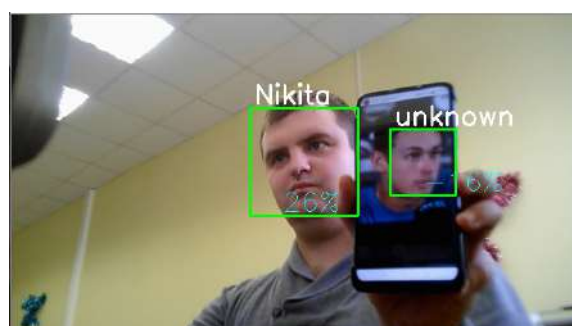


Рис 1. Работа программы обнаружения лиц



а)



б)

Рис 2. Работа программы распознавания лиц: а) только по обученным; б) с неизвестными

Из представленных данных на рис. 2 видно, что выполняется не только распознавание известных системе лиц, но и обнаружение неизвестных пользователей. Также программа определяет процент сходства распознанного лица с эталонным классом.

3. Заключение

Разработана программа обнаружения и распознавания лиц. Для изображений лиц, находящихся в достаточной близости от камеры, данная программа обеспечивает высокий процент правильно-го распознавания (95-99%) при достаточно большой уверенности алгоритма (80-85%).

Список литературы

1. Andriyanov N.A., Sonin V.A. Using mathematical modeling of time series for forecasting taxi service orders amount // Proceedings of the II International Scientific and Practical Conference "Fuzzy Technologies in the Industry – FTI 2018", CEUR Workshop Proceedings, Volume 2258, 2018, p. 462-472
2. Goldberg Y. A Primer on Neural Network Models for Natural Language Processing // Journal of Artificial Intelligence Research, №57, 2016 - pp. 345-420
3. Mnih V. et al. Human-level control through deep reinforcement learning // Nature, №518(7540), 2015 - pp. 529-533
4. Yampolskiy R.V. Turing Test as a Defining Feature of AI-Completeness // Artificial Intelligence, Evolutionary Computation and Metaheuristics (AIECM) --In the footsteps of Alan Turing. Xin-She Yang (Ed.). pp. 3-17. (Chapter 1). Springer, London. 2013.
5. Turek F. Machine Vision Fundamentals, How to Make Robots See // NASA Tech Briefs Magazine, №35(6). 2011, p. 60-62
6. Andriyanov N. A., Vasiliev K. K. Optimal filtering of multidimensional random fields generated by autoregressions with multiple roots of characteristic equations // CEUR Workshop Proceedings, vol. 2391, 2019, p. 72-78.
7. Andriyanov N. A., Sluzhiviy M. N. Solution for the problem of the parameters identification for autoregressions with multiple roots of characteristic equations // CEUR Workshop Proceedings, vol. 2391, 2019, Pages 79-85.
8. Andriyanov N., Vasil'ev K., Dement'ev V Investigation of filtering and objects detection algorithms for a multizone image sequence // International Archives of the Photogrammetry, Remote Sensing and Spatial Information Sciences - ISPRS Archives (2019) v. 42(2/W12) p. 7-10.
9. Andriyanov N.A. and Dementyiev V.E. Determination of borders between objects on satellite images using a two-proof doubly stochastic filtration // Journal of Physics: Conference Series 1353 (2019) 012006 - 7 p.
10. Torbert, Shane Applied Computer Science (2nd ed.). Springer. 2016, pp. 122-131.

Обучение многослойной спайковой нейронной сети

Бондарев В. Н.

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

Аннотация: Рассматривается цифровая модель многослойной спайковой нейронной сети. Предлагается векторно-матричное описание спайковой нейросети, позволяющее адаптировать традиционный алгоритм обратного распространения ошибки применительно к сигналам, представленным в виде временных последовательностей спайков. Выводятся выражения для обучения спайковой нейросети. Приводится пример обучения спайковой нейросети на множестве MNIST.

1. Введение

В последнее годы глубокие нейронные сети широко применяются при решении различных задач искусственного интеллекта, таких как: классификация изображений, обнаружение объектов, распознавание речи, беспилотные автомобили, диагностика здоровья и многое другое. Обучение глубоких нейронных сетей, как правило, требует мощных графических процессоров и вычислительных кластеров. Поэтому применение традиционных глубоких нейронных сетей в областях с критическим энергопотреблением проблематично. Альтернативой являются биологически инспирированные спайковые нейронные сети (SNN - Spiking Neural Network). SNN давно показали большой теоретический потенциал в качестве эффективных вычислительных единиц [1], а последние достижения в области аппаратных средств SNN возобновили исследовательский интерес в этой области [2].

Глубокие SNN схожи с традиционными глубокими нейронными сетями с точки зрения топологии, но различаются моделями нейронов. Спайковые нейроны обладают памятью и характеризуются не дифференцируемой функцией активации. Поэтому алгоритмы обучения, основанные на обратном распространении ошибки и используемые при обучении традиционных глубоких нейронных сетей, не могут быть напрямую применены к SNN.

Известны три основных подхода к обучению глубоких SNN: преобразование обученной традиционной глубокой сети в SNN; обучение без учителя на основе локальных правил обучения, таких как STDP; непосредственное обучение SNN на основе спайкового варианта алгоритма обратного распространения ошибок. В работе рассматривается цифровая модель многослойной спайковой нейросети и соответствующий спайковый алгоритм обучения на основе стандартного алгоритма обратного распространения ошибки.

2. Цифровая модель SNN

В качестве модели спайкового (импульсного) нейрона будем использовать интегратор с утечкой (LIF – Leaky Integrate and Fire). В соответствии с этой моделью состояние i -го нейрона сети определяется значением его мембранного потенциала $v_i(t)$. Динамика $v_i(t)$ на интервале времени $t \in [t_i^{j-1}, t_i^j]$ между выходными спайками нейрона может быть описана в виде свертки

$$v_i(t) = \int_{t_i^{j-1}}^t h_i(t - \tau) \text{net}_i(\tau) d\tau,$$

где $h_i(t)$ — импульсная характеристика интегратора с утечкой, t_i^{j-1} — момент времени появления предыдущего выходного спайка. Если значение мембранного потенциала $v_i(t)$ становится равным порогу s , то нейрон формирует выходной спайк в момент времени t_i^j и состояние интегратора обнуляется. Значение сетевой функции нейрона $\text{net}_i(t)$ представляется в виде суммы взвешенных входных спайков, поступающих от других нейронов сети

$$\text{net}_i(t) = \sum_{j=1}^J w_{ij} \sum_l \delta(t - t_j^l),$$

где w_{ij} — вес связи между нейроном i и j , $\delta(t - t_j^l)$ — дельта-функция, представляющая выходной спайк j -го нейрона в момент времени t_j^l .

Для построения цифровой модели SNN выполним дискретизацию приведенных выражений и следуя подходу, изложенному в [3], представим последовательности спайков на шаге k для всех входов SNN в виде бинарных векторов $\mathbf{b}[k]$, элементы которых $b_j[k]$ равны 1, если на входе j имеется спайк, иначе равны 0. Тогда получим основные выражения цифровой модели SNN для прямого распространения спайков:

$$\begin{aligned}\mathbf{net}^{m+1}[k] &= \mathbf{W}^{m+1} \mathbf{b}^m[k], \\ \mathbf{v}^{m+1}[k] &= \beta \mathbf{v}^{m+1}[k-1] + \mathbf{net}^{m+1}[k], \\ b_i^{m+1}[k] &= 1 \text{ при } v_i^{m+1}[k] \geq s, \text{ иначе } 0,\end{aligned}$$

где m — номер слоя нейронной сети, $\mathbf{W}^m$ — матрица связей слоя m , β — коэффициент утечки интегратора.

3. Алгоритм обучения цифровой модели SNN

Используя в качестве функции потерь средний квадрат ошибки, по аналогии со стандартным алгоритмом обратного распространения, который широко применяется для обучения многослойных нейронных сетей, получим алгоритм обучения SNN. При минимизации функции потерь на основе стохастического градиентного спуска коррекция весов SNN будет выполняться на основе следующих выражений:

$$\begin{aligned}\mathbf{W}^m[n] &= \mathbf{W}^m[n-1] - \alpha \Delta^m (\mathbf{b}^{m-1})^T, \\ \Delta^m &\approx 1/s (1 - \beta^L) ((\mathbf{W}^{m+1})^T \Delta^{m+1}), \\ \Delta^M &= -\mathbf{e}/K,\end{aligned}$$

где Δ^m — вектор чувствительности функции потерь по отношению к сетевому выходу $\mathbf{net}^m$ слоя m , M — индекс последнего слоя, $\mathbf{e}$ — вектор ошибки сети при обучении с учителем, L — число тактов между спайками соответствующего нейрона слоя m , α — скорость обучения, K — число шагов, используемое для принятия решения о классификации.

Для проверки работоспособности алгоритма было выполнено моделирование SNN с двумя полносвязными слоями. Сеть обучалась распознаванию рукописных цифр на множестве обучающих данных MNIST. Точность распознавания составила 98%, что сравнимо с обычными нейронами сетями аналогичной архитектуры.

4. Заключение

Предложена цифровая модель спайковой нейронной сети и соответствующий спайковый алгоритм обучения на основе обратного распространения ошибки. Описание цифровой модели SNN и алгоритма её обучения выполняется в общепринятой векторно-матричной форме, что позволяет осуществлять дальнейший перенос известных глубоких архитектур традиционных нейросетей в область SNN. Приведен пример применения предложенной модели и правил обучения для распознавания рукописных цифр на обучающем множестве MNIST.

Список литературы

1. Maass W. Paradigms for computing with spiking neurons // Models of Neural Networks. Early Vision and Attention / J.L. van Hemmen, J.D. Cowan, E.Domany (eds.). New York: Springer, 2002. Vol.4. P. 373—402.
2. M. Davies et al. Loihi: A Neuromorphic Manycore Processor with On-Chip Learning // *IEEE Micro*. 2018. Vol.38. №.1. P. 82—99. doi: 10.1109/MM.2018.112130359.
3. Bondarev V. Vector-matrix models of pulse neuron for digital signal processing // Advances in Neural Networks—ISNN 2016. Lecture Notes in Computer Science. Springer, 2016. Vol.9719. P. 647—656. doi: 10.1007/978-3-319-40663-3_74.

Особенности процедуры аутентификации в системе мониторинга состояния севастопольской прибрежной акватории¹

Гимпилевич Ю. Б., Лукьянчиков А. В., Редькина Е. А., Мотыжев С. В.

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

Аннотация: В работе рассмотрены вопросы аутентификации буйковых станций в интеллектуальной системе мониторинга состояния Севастопольской прибрежной акватории.

1. Введение

Современные распределенные системы сбора данных разрабатываются с использованием клиент серверной структуры и зачастую используют технологию «интернета вещей». Если эти распределенные системы сбора данных используются для социально значимых целей, например для мониторинга акватории Черного моря или для мониторинга состоянии водохранилища то возникает вопрос однозначного определения принадлежности удаленного терминала сбора данных этой системе, чтобы подтвердить достоверность передаваемых данных. Для этого используется процедура аутентификации. В процессе этой процедуры происходит проверка подлинности удаленного терминала, это позволяет достоверно убедиться в том, что терминал, предъявивший свой идентификатор, на самом деле является именно тем субъектом, идентификатор которого он использует. Для этого он должен подтвердить факт обладания некоторой информацией, которая может быть доступна только ему одному (пароль, ключ и т.п.). Современные методы аутентификации имеют законченные реализации в виде исполняемых файлов для различных операционных систем либо в виде законченных устройств подключаемых к вычислительному узлу. Однако эти решения в первом случае требуют большое количество вычислительных ресурсов, а во втором случае слишком дороги для установки в такие мобильные платформы как удаленный терминал распределенной системы сбора данных. Поэтому разработка упрощенной, но в тоже время достаточно надежной процедуры аутентификации для удаленных терминалов интеллектуальной системы мониторинга акватории Черного моря является актуальной задачей, которая решается в данной работе.

2. Теория

Для обоснованного выбора процедуры аутентификации удаленных терминалов необходимо рассмотреть интеллектуальную систему мониторинга акватории Черного моря более подробно. На рисунке 1 изображена структурная схема распределенной системы сбора данных. Система состоит из N удаленных терминалов(буйев), которые размещены в прибрежной акватории Черного моря. Каждый терминал имеет выход в интернет за счет используемого GSM-модема.



Рис. 1. Структурная схема интеллектуальной системы мониторинга акватории Черного моря

Также в систему входит сервер сбора и накопления данных, к которому периодически подключаются терминалы по http протоколу с целью сохранения информации полученной от локальных датчиков терминала. Полученная информация хранится на сервере в привязке к удаленному терминалу. Клиенты (в общем случае их может быть M) заинтересованные в данных предоставляемых интеллектуальной системой мониторинга подключаются через интернет к серверу визуализации дан-

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 20-47-920005\20.

ных, используя обычный веб-браузер. Сервер визуализации представляет данные в графическом (графики, инфографика) или текстовом виде в зависимости от настроек клиентов. С другой стороны сервер визуализации получает актуальные и предобработанные данные от сервера накопления и хранения данных с использованием http протокола. Также к серверу накопления и хранения данных может быть подключен ситуационный центр города, где требуется оперативная информация о состоянии акватории. В этом случае подключение происходит по протоколу ModBusTCP и данные от удаленных терминалов для ситуационного центра предоставляются в виде адресного пространства данные, из которого можно оперативно считать и поддерживать в актуальном состоянии. Как видно структура аппаратно-программного обеспечения системы мониторинга является распределенной.

Разделение логики предметной области и презентационной логики позволяет сделать систему более масштабируемой. С другой стороны это позволяет защитить данные от попыток взлома и искажения со стороны клиентов т.к. клиент взаимодействует только сервером отображения данных и не имеет доступа к серверу накопления и хранения данных. Другая угроза безопасности это воздействие на сервер хранения данных со стороны удаленных терминалов. Чтобы снизить эту угрозу необходимо применить процедуру аутентификации. Бывает несколько методов аутентификации:

- парольные системы (самый простой и распространенный способ);
- системы PKI (криптографические сертификаты);
- системы одноразовых паролей;
- биометрические системы.

Рассмотрим эти системы подробнее. Парольные системы при использовании протокола http не являются надежными, поскольку пароль передается через интернет и может быть перехвачен или подбран в результате sniffинга или брутфорса. Система криптографических сертификатов не подходит в силу своей вычислительной сложности и объема. Система одноразовых паролей не подходит поскольку данные надо сохранять периодически, а процедура получения одноразового пароля также упирается в то, что необходимо аутентифицировать того, кому выдается этот пароль. Биометрические системы не подходят в силу рассмотренной структуры системы. Таким образом «в лоб» не подходит ни одна система аутентификации. Однако если использовать совместно две системы, то это может решить поставленную задачу. Например если терминал и сервер хранения данных имеют один и тот же пароль то нет необходимости передавать пароль в открытом виде через интернет, можно просто передавать его хэш сумму (например по алгоритму SHA256). Это может частично защитить от sniffинга, но по существу хэш сумма является в данном случае тем же паролем, который передается через интернет. Поэтому этот пароль нужно сделать одноразовым, чтобы он менялся каждые две минуты, при этом с другой стороны необходимо, чтобы этот пароль был постоянным, чтобы терминал мог войти на сервер. Для решения этой противоречивой задачи может быть полезно разделить пароль на две части — постоянная (которую знает и сервер и клиент) и переменная часть которая вычислится по определенной (известной на клиенте и сервере) функции, например от текущего времени, которое как известно не стоит на месте. В этом случае хэш сумма от такого пароля будет практически случайна и это крайне затруднит как sniffинг так и брутфорс, таким образом, существенно повышая безопасность системы в целом.

3. Заключение

Предложена упрощенная процедура аутентификации для удаленных терминалов системы мониторинга акватории Черного моря, заключающейся в разбиении пароля на две части — постоянную и переменную, которая привязана к изменяющейся во времени функции, которая может быть вычислена как на сервере, так и на клиенте с последующим взятием хэш суммы от этого пароля. Что позволило сделать пароль условно случайным, одноразовым и существенно повысить безопасность в системе мониторинга.

Список литературы

1. Гимпилевич Ю. Б., Лукьянчиков А. В., Вертегел В. В., Никифоров С. М., Мальцев Р. В., Скорик И. В. Система дистанционного контроля параметров технических объектов // 14-я Междунар. молодежная научно-техн. конф. «Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций, РТ – 2018»; 22—26 октября 2018 г., Севастополь. Севастополь : СевГУ, 2018. С. 163.
2. Lukyanchikov A. V. Communication channel organization methods analysis for the industrial internet of things / Fedorov A. S. // Recent Achievements and Prospects of Innovations and Technologies : матер. VIII-й Всероссийской науч.-практ. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных (Севастополь, 22 апр. 2019 г.) / Под ред. О. Н. Кручиной, А. Г. Михайловой. — Керчь : ФГБОУ ВО «КГМУ» ; Севастополь: ФГАОУ ВО «Севастопольский гос. ун-т», 2019. С. 209—212.

РАЗРАБОТКА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ ПРИОРИТИЗАЦИИ ТРАФИКА В РАСПРЕДЕЛЕННЫХ МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СЕТЯХ ПРЕДПРИЯТИЯ В СИСТЕМЕ EVE-NG¹

¹ Медведев Д. А., ¹ Аксенов К. А.

¹ ФГАОУ ВО «УрФУ имени первого Президента России Б.Н. Ельцина»
г. Екатеринбург, 620002, ул. Мира, 19, Российская Федерация
denis.ustu@gmail.com

Аннотация: В данной работе представлены результаты разработки имитационной модели для анализа и планирования приоритизации трафика в распределенных мультисервисных сетях предприятия. Собраны основные характеристики сети передачи данных и типов трафика. Построена модель сети в системе EVE-NG. Проведён анализ потоков трафика и графически показаны зависимости в качестве передачи трафика от различных событий.

1. Введение

Данная работа посвящена вопросам анализа, планирования и моделирования процессов приоритизации трафика в распределенных мультисервисных сетях предприятия. В настоящее время в корпоративных сетях при проведении аудита и анализа потоков трафика, проходящего через сеть передачи данных (далее СПД), можно заметить, что через СПД передаётся трафик различных типов, протоколов и уровней модели OSI. Это может быть голосовой трафик исходящий от IP-телефонов или телефонных станций, видеотрафик в реальном времени возникший благодаря видеоконференциям между филиалами, различный трафик управления и поддержания работы оборудования и сетевой инфраструктуры (keepalive, heartbeat, sync, ...) и т.д. У сети передачи данных есть собственные метрики, которые позволяют оценить её качество. Вопросам проектирования мультисервисных сетей и СПД на основе имитационного моделирования посвящены работы [1-3].

2. Теория

Можно выделить следующие важные для оценки характеристики сети: 1) Пропускная способность (bandwidth). Пропускная способность описывает сколько данных может быть передано и получено через канал связи в единицу времени; 2) Производительность сети (throughput). Throughput – описывает количество полезных данных которые могут быть переданы и получены за определенный отрезок времени; 3) Показатель потери фреймов (frameloss); 4) Задержка (delay, latency) – описывает время прошедшее от отправки пакета из точки А и его получением в точке В; 5) Джиттер (jitter) – показывает вариацию задержки относительно соседних фреймов.

Ввиду того, что ширина каналов связи всегда имеет предел пропускной способности важно следить за тем, чтобы каждый тип трафика не занимал собой всю полосу пропускания. Иначе это негативно скажется на качестве передачи других типов трафика. Для того, чтобы этого не допустить в сетях применяют приоритизацию трафика, чтобы гарантировать качество обслуживания (Quality of Service, QoS). Приоритизация трафика позволяет установить наиболее важному трафику более высокий приоритет, чтобы улучшить значения метрик QoS этого трафика за счёт ухудшения метрик QoS низкоприоритетного трафика [4]. Существует множество алгоритмов приоритизации трафика. Далее в работе будем использовать следующие: First-In, First-Out (FIFO); Weighted Fair Queuing (WFQ); Class-Based Weighted Fair Queuing (CBWFQ); Low Latency Queuing (LLQ).

3. Применение модели

Для создания имитационной модели была произведена разбивка трафика на четыре класса: 1) аудиотрафик – класс с самым высоким приоритетом; видеотрафик – класс с вторым по значимости приоритетом; трафик управления – класс с третьим уровнем приоритета; 4) остальной трафик – класс с наименьшим уровнем приоритета. На основании этого была создана имитационная модель в системе EVE-NG [5] с помощью которой возможно замерить следующие показатели трафика для

¹ Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-37-00183.

каждого способа приоритизации трафика: количество пакетов каждого типа в очереди; процентное соотношение пакетов каждого типа; количество переданных и потерянных фреймов.

Данная система относится к классу платформы сетевой эмуляции, которые последние 8 лет активно развиваются. Они позволяют создавать достаточно сложные сетевые топологии с использованием моделей телекоммуникационных устройств (маршрутизаторы, коммутаторы, межсетевые экраны, и т.д.) и имитировать их функционирование в реальном масштабе времени [6]. Для данной работы была разработана сеть передачи данных, L2 модель которой представлена на рисунке 1.

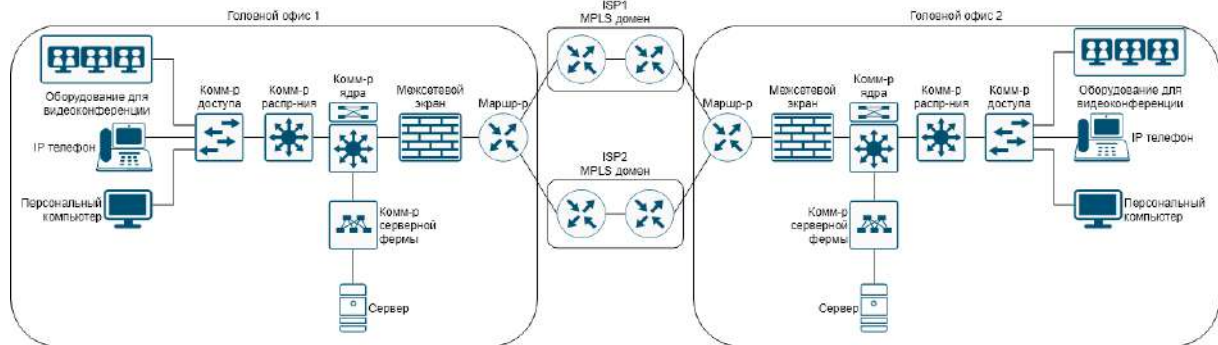


Рисунок 1. L2 модель сети передачи данных с различным типом трафика

Как видно из представленной выше схемы сети, в ней присутствуют производители различного вида трафика, включая голосовой трафик, трафик видеоконференций, трафик управления серверным оборудованием и трафик, не попавший под другие категории. Данная сеть была воспроизведена в системе симуляции EVE-NG. Симулировав работу конечных устройств, были произведены замеры количества фреймов каждого типа в очереди на коммутаторах, при различных способах приоритизации трафика. Полученные значения были занесены в CSV таблицу. В процессе работы имитационной модели были проведены расчёты пропускной способности и производительности каналов связи для разных типов приоритизации трафика. Также был рассчитан показатель потери фреймов и его влияние на успешность передачи трафика.

4. Заключение

В ходе разработки модели была сформирована потребность высоконагруженных сетей передачи данных предприятия в контроле доступа к полосе пропускания с помощью приоритизации трафика посредством разделения его на четыре группы и выделения критичных характеристик для разных классов трафика. Разработана имитационная модель распределенной сети передачи данных предприятия с мультисервисным трафиком. Проведены расчёты пропускной способности и производительности каналов связи. Также был рассчитан показатель потери фреймов.

Список литературы

1. Доросинский Л.Г., Аксенов К.А., Попов М.В. Имитационное динамическое моделирование и технико-экономическое проектирование мультисервисных сетей связи // Научно-технические ведомости СПбГПУ № 1(72) 2009. Информатика. Телекоммуникации. Управление. г.С.-Петербург С.153-159.
2. K.A. Aksyonov, E.A. Bykov, E.F. Smoliy, M.V. Popov Multi-service communication networks simulation and design with BPsim3 // Proceedings of the 2009 Winter Simulation Conference (WSC 2009), December 13-16, 2009, Austin, Texas, USA. Pages 2768-2777. DOI: 10.1109/WSC.2009.5429251
3. Antonova A., Aksyonov K. Frame-based expert system implementation for resource conversion processes analysis. 4th International Workshop on Radio Electronics and Information Technologies, REIT-Autumn 2018; Yekaterinburg; Russian Federation; 16 November 2018 ;Код 143170. CEUR WorkshopProceedingsVolume 2274, 2018, Pages 23-32.
4. Медведев Д.А. Разработка имитационной модели приоритизации трафика в мультисервисных сетях предприятия в системе ANYLOGIC. // Труды всероссийской конференции - Имитационное моделирование. Теория и практика (ИММОД-2019)Екатеринбург, 16-18 октября 2019 г. – С.457-460.
5. Сайт компании EVE-NG [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.eve-ng.net/>
6. Филимонов А. Ю., Медведев Д. А., Климова А. С., Муравьев А. А. Применение компонентов виртуальной инфраструктуры при построении лабораторного комплекса в учебном заведении // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 61, 12, 2018, стр. 1092-1099

Testing through the GUI of software using the Qt QML technology

Pavel S. Eremenko, Igor O. Sitnikov

*Institute of Radio Electronics and Information Technology – RTF
Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin
Ekaterinburg, Russian Federation
i.o.sitnikov@urfu.ru*

Abstract: *This article discusses approaches to testing through the graphical interface of C++/Qt QML technologies built on the stack, provides a brief overview of popular approaches, their advantages, and identifies current problems.*

1. Introduction

Checking user interface is a part of quality assurance of software systems. During this checking all of other interested people have to check how users interact with the system: check the all needed functionality is accessible by a user; there are no front-end bugs in the user interface; the process of interaction with the system is clear and convenient to the user.

A popular approach to testing is to separate functional testing and user interface testing, aimed at improving the testability of the software system. Often, GUI checks are performed manually and are not automated due to slow execution speed and high establishing and support costs. While functional testing could be performed using a software interface (API), bypassing the user interface.

Such a rigid separation of functional testing and user interface testing is not always the best way. Especially for big systems in which architecture cannot distinguish between clear backend and frontend, as the development of a special API for the system complicates its support and increases the required time and amount of resources for development. In case of whole absence of automatic GUI-testing some classes of error could be missed due to the regression tests or hotfixes.

2. Graphical test approaches

Testing the graphical interface consists of two activities: obtaining information about the current state of interface elements and issuing control actions, such as pointing the mouse pointer over the element, pressing the mouse keys, pressing events on the keyboard, etc.

To get information about the current state of graphical interface elements in three different ways:

- Automating user actions, in conjunction with the target operating system GUI API (WinAPI for Windows, X Window System for Unix) to obtain the graphical interface state of the tested system;
- Automating user actions in association with image recognition technology;
- Automation of user actions, with direct access to graphical interface elements. "Automation of user actions" means emulation of the real user's control actions.

The approach that uses the operation system API couldn't be the base of automation instrument because of the test developers should create special test set for each target system, and the possibility of inability to access the graphical interface through OS API is exists.

In contrast, using image recognition technology with automating user action gives the large amount of abstraction from the target system. However, the processes of making and supporting tests from this only become more complicated, as often the graphical interface of programs on different target operating systems looks different.

The option of direct access to the graphical interface is specific to the stack of technologies used, but most functional. This approach allows to make a single set of tests for all target platforms, because the made tests are tied only to the structures of the interface, being made and are not affected by the target operating system.

3. GUI testing for C++/Qt QML technology stack

A QML document is a tree of QML elements. QML element, is a collection of blocks: graphic (displayed to the user) and behavioral (responsible for interface logic, data access, etc.). These elements could be combined to build complex components, ranging from simple buttons and sliders to full applications.

To date, there are only two tools that allow testing through the graphical interface of applications using QML: a multifunctional tool for testing through the graphical interface Squish and an evolving open project Spix.

Squish is a commercial cross-platform graphical interface testing tool developed by Froglogic. Squish supports many graphics interface making technologies including Qt QML.

Squish is quality and powerful tool capable of covering most of the needs for graphics interface testing. However, it also has shortcomings. Squish's first and most significant "disadvantage" is its commercial distribution model and high cost. The second disadvantage is that the instrument is tied in one IDE, even though it is cross-platform. It is made harder to manage tests and include GUI-testing in continuous integration pipeline.

In part, the need for such a tool closes the open Spix project currently due to development. Spix is a library on C++ designed to automate Qt QML testing with minimal changes to the code of the system being tested. The library provides the ability to embed into the tested system a server capable of interacting with the application's QML object hierarchy, emulate custom events, and receive custom commands through remote procedure call (RPC).

Spix has the following disadvantages: to access an element, you have to write its full path in the hierarchy of objects, starting from the window; there are no tools to determine the address of the object, so a more or less large application requires a thorough knowledge of the user interface structure, and interacting with dynamic applications because it is difficult to predict the hierarchy of objects.

Thus, Spix could now be used to automate graphical testing of small applications with a fixed or predictably variable object structure.

4. Possible solution

As a result, it could be said that there are currently no panacea for projects on the C++\QML technology stack to automate testing through the GUI.

A possible solution to this problem would be to develop specialized software that would inherit advantages of Squish and Spix. Like the rest of the tools would consist of a server and client.

The server should be embedded in the tested application with minimal code changes and provide the client-side with information about the structure of existing interface elements, their current state and the ability to emulate user actions. Another preferred way is using application binary interface (ABI).

5. Conclusion

As a result, it could be concluded there are currently no tools available for open projects on the C++\QML technology stack to automate testing through the GUI. Thus, there is a request for the development of such tools, which would allow teams of small and open projects to carry out automated tests of the graphical interface, which determines the relevance of further developments in this sphere.

Also, of great interest are the practices of making and supporting tests through the graphical interface. The process of supporting and making GUI tests also remains more costly than testing logic through the API and learning. Learning and analyzing practices could speed up their development and simplify support processes.

References

1. OSSLine: The Definition of OSS/BSS (2010). Available at: <https://en.wikipedia.org/wiki/OSS/BSS> (accessed 2 November 2019).
2. Glenford J. Myers, Corey Sandler, Tom Badgett. The Art of Software Testing, 3rd Edition. Wiley, 2011 257 c.
3. Mark Fewster, Dorothy Graham. Software Test Automation. Addison-Wesley Professional, 1999 600 c.
4. Документация Qt QML 5.13.2 . [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://doc.qt.io/qt-5/qtqml-index.html> (дата обращения: 2 ноября 2019).
5. Froglogic. 'Automated GUI Testing - Squish GUI Tester. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.froglogic.com/squish/> (дата обращения: 2 ноября 2019).
6. Репозиторий Axmann Falko. Faaxm/Spix. C++, 2019. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://github.com/faaxm/spix> (дата обращения: 2 ноября 2019).
7. 'Xmlrpc — XMLRPC Server and Client Modules — Python 3.8.0 Documentation'. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://docs.python.org/3/library/xmlrpc.html> (дата обращения: 2 ноября 2019).
8. Sanjay Ghemawat, Howard Gobioff, Shun-Tak Leung. The Google File System. Proceedings of the 19th ACM Symposium on Operating Systems Principles, pp. 20–43, 2003.

Система раннего обнаружения проблемного телекоммуникационного оборудования

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

¹ НПП "Радиотехника"

г. Москва, 125040, ул. Скаковая, 36, Российская Федерация

tchikalo@mail.ru

² НПП "Исток им. Шокина"

г. Фрязино, 141190, ул. Вокзальная, д.2а

Аннотация: В данной работе предлагается подход к построению типовой системы раннего обнаружения проблемного телекоммуникационного оборудования на примере оборудования iPasolink. Подход реализует концепцию предиктивного обслуживания (predictive maintenance) на основе применения методов интеллектуального анализа данных (data mining).

1. Введение

В настоящее время многие страны возлагают большие надежды на цифровизацию экономик, понимая под этим различные элементы автоматизации. Одним из наиболее эффективных инструментов в достижении нового уровня цифровизации может стать «Интернет вещей» (Internet of Things, IoT). Развитие IoT провоцирует четвертую промышленную революцию (Индустрия 4.0), которая ознаменуется переходом на полностью автоматизированное цифровое производство, использованием киберфизических систем и облачных вычислений. Управлять процессами будут «умные» устройства в режиме онлайн. Примером таких умных устройств является современное телекоммуникационное оборудование, в ходе эксплуатации которого накапливается большое количество данных - различного рода телеметрия. Эти "большие данные" могут быть применены для прогнозирования возможных будущих отказов и других неисправностей в самом оборудовании.

2. Описание решения

В настоящее время актуальным является переход на предиктивное обслуживание (на базе мониторинга состояния). Под предиктивным понимается набор действий, которые выполняются только тогда, когда прогнозируется в ближайшем времени возникновение некоторой функциональной неисправности. Предиктивное обслуживание базируется на обнаружении и локализации любой формы атипичного проявления (аномалии) в поведении оборудования в ходе его функционирования [1].

Предлагается подход к построению типовой программной системы раннего обнаружения проблемного телекоммуникационного оборудования. Предлагаемая система базируется на подходе "от данных" (data driven). Общая схема такого подхода представлена на рисунке 1. Модель нормального поведения для каждой контролируемой характеристики оборудования определяется путем нахождения кластеров на основе временных рядов значений этой характеристики, зафиксированных ранее.

Предусматривается обнаружение аномалий на основе характеристик (метрик) производительности устройств и журналов событий. Данные визуализируются через "тонкий клиент", т.е. без инсталляции на компьютере пользователя через обычный браузер. Характеристики обрабатываются "порциями", т.е. не в реальном времени, а после накопления определенного количества за устанавливаемый период времени. Для оборудования iPasolink исходные данные содержатся в текстовых файлах с расширениями "gmon" и "rmon". Они могут быть получены за сутки с разбивкой по 15 минут. Данные представляют собой разные счетчики производительности ("gmon") и информацию о состоянии компонентов при передаче данных ("rmon"). Кроме того, используется текстовый журнал событий. Из журнала событий извлекаются временные ряды характеристик и символьные последовательности по выбору пользователя.

Для каждой контролируемой характеристики заранее определяются модели нормального поведения на основе кластеризации. При этом производится выбор пространства с наиболее плотными кластерами. При эксплуатации системы на основе этих моделей нормального поведения для каждого временного ряда значений контролируемой характеристики определяются одномерные аномалии (выбросы значений), аномальные числовые фрагменты (по форме фрагмента числового ряда), а также оценивается аномальность всего временного ряда в целом. Для каждой символьной последовательности определяются так называемые "discords" - фрагменты, наиболее отличающиеся от остальной по-

следовательности, "сюрпризы" - необычно часто встречающиеся фрагменты, оценивается аномальность всей последовательности.

Предусматривается также обнаружение коллективных аномалий - на основе аномальности совместного поведения нескольких характеристик.

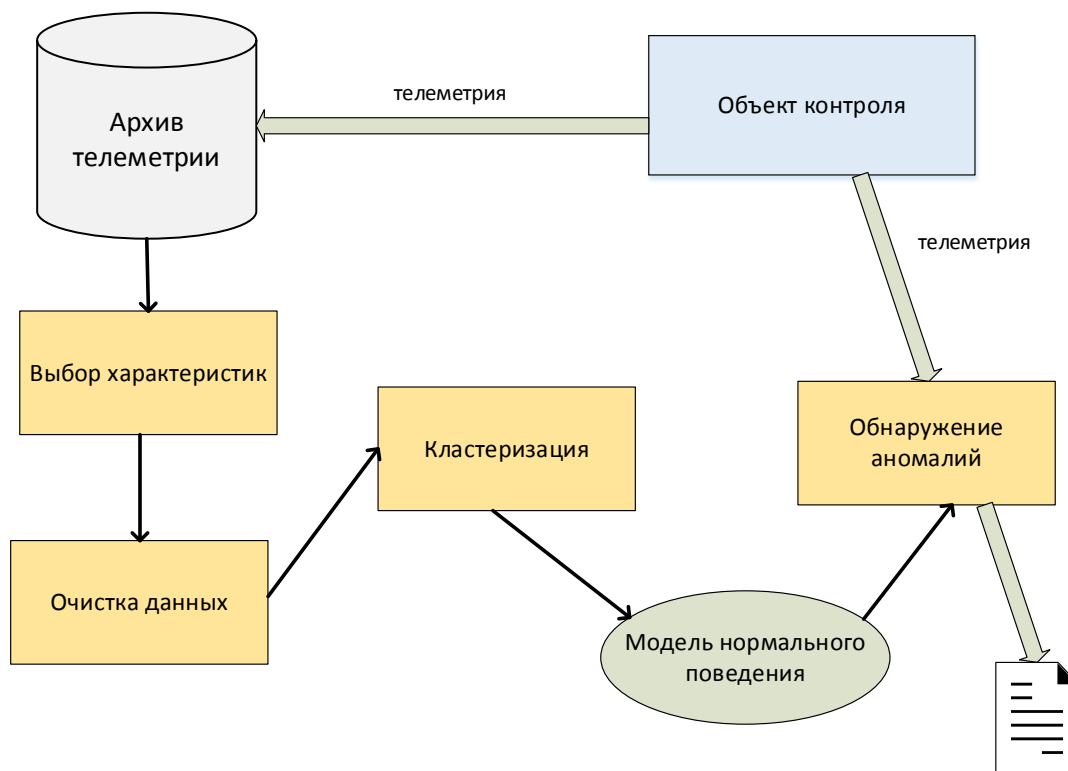


Рис. 1. Взаимодействие процессов предиктивного обслуживания

Некоторые характеристики могут демонстрировать согласованное поведение, выражающееся в виде корреляции значений соответствующих временных рядов. Отсутствие такой корреляции в ходе эксплуатации также может служить признаком аномального поведения. Для каждого экземпляра оборудования предусмотрен индивидуальный подход к обнаружению аномального поведения.

Предусматривается получение суммарной оценки аномальности очередной порции телеметрии для экземпляра устройства. Полученные оценки сохраняются в базе данных и могут быть отображены графически для наглядности в динамике их изменения. Решение о реальной опасности текущей ситуации принимает человек. Для помощи в принятии решений устанавливаются численные пороги аномальности для каждого устройства. При высокой аномальности поступившей порции телеметрии принимается решение об обслуживании устройства.

3. Заключение

Предложен подход к построению типовой системы раннего обнаружения проблемного телекоммуникационного оборудования на примере оборудования iPasolink. Подход реализует концепцию предиктивного обслуживания (predictive maintenance) на основе применения методов интеллектуального анализа данных (data mining). Применение такой системы на практике позволит повысить качество обслуживания оборудования, снизить потери, связанные с внезапной потерей работоспособности.

Список литературы

1. Lei, Y., Li, N., Guo, L., Li, N., Yan, T., Lin, J.: Machinery health prognostics: a systematic review from data acquisition to RUL prediction. //Mech. Syst. Signal Process. 2018. Vol.104. P. 799–834.

Modeling telecommunication systems based on queuing theory

¹ Lvovich I. Ya., ² Lvovich Ya. E., ¹ Preobrazhenskiy A. P., ² Choporov O. N.

¹ Voronezh institute of high technologies
Lenina st., 73a, Voronezh, 394043, Russia
app@vivt.ru

² Voronezh state technical university
20-let oktyabrya st., 84, Voronezh, 394006, Russia
choporov_oleg@mail.ru

Аннотация: The paper proposes a methodological approach in which telecommunication systems are considered from the point of view of queuing theory. Several variants are considered: service without priorities, relative priorities, absolute priorities, mixed priorities.

1. Introduction

The operation of telecommunication systems at discrete points in time can be described by queuing models. They are characterized by the fact that there is a random stream of events (applications) received for servicing, and an operation (channel) of servicing (processing), which takes different (random) time to complete. In this paper, we consider the characteristics of telecommunication systems at various priorities of applications, and determine the possibility of minimal delays.

2. The technique for modeling a telecommunication system

For telecommunication systems with priorities, it is characteristic that service delays lead to certain losses, which depend on the degree of importance of applications. Achieving minimal losses associated with the appointment of optimal priorities for different applications. This task also includes establishing the optimal nature of priorities (the choice between relative, absolute and mixed priorities).

The average waiting time for a request of the i -th type is $M(\tau_{exp})_i$, c_i is the loss when waiting for service in relative units, the intensity of receipt of requests of the i -th type is λ_i

$$L = \sum_{i=1}^I c_i \lambda_i M(\tau_{exp})_i \rightarrow \min, \quad (1)$$

where c_i - losses while waiting for service in relative units. Relative priority optimality condition

$$c_1 / b_1 \geq c_2 / b_2 \geq \dots \geq c_I / b_I. \quad (2)$$

With absolute priorities with the after-service of the interrupted application, the priorities are optimal that satisfy (2) if the inequalities are additionally fulfilled:

$$\frac{2b_i c_i}{b_i^{(2)}} \geq \frac{c_{i1}}{b_{i1}}, \text{ for all } i < i1; \quad \frac{2b_i c_i}{b_i^{(2)}} \leq \frac{c_{i1}}{b_{i1}}, \text{ for all } i > i1. \quad (3)$$

In addition, when inequalities (3) are satisfied, the optimal absolute priorities are better according to criterion (1) than the optimal relative ones. If all inequalities (3) are not satisfied, then the optimal relative priorities are better than the optimal absolute. If some of these inequalities are satisfied, then the corresponding flows will have absolute priority, and the rest will be relative. Let the flows be renumbered in accordance with inequalities (2). The values $t_{i,i1}$ minimizing (1) have a simple form:

$$t_{i,i1} = (b_i / c_i) c_{i1}. \quad (4)$$

This is equivalent to the rule of choosing service requests: always serve the request for which the ratio is minimal. The value is the after-service time of the application. Optimum mixed priorities are better by criterion (1) than optimal absolute and optimal relative [19].

3. Telecommunication system simulation results

A telecommunication system was studied using simulation and an active experiment. The analysis of the telecommunication system was carried out with unattended service, with optimal relative, absolute and mixed priorities. The service time is considered constant. For unmatched service, we have at the input a total Poisson flow with intensity

$$\lambda = \sum_{i=1}^4 \lambda_i. \quad (5)$$

Duration of service is characterized by a second weighted average moment

$$b^{(2)} = \sum_{i=1}^4 \frac{\lambda_i}{\lambda} b_i^{(2)}. \quad (6)$$

and weighted average losses

$$c = \sum_{i=1}^4 \frac{\lambda_i}{\lambda} c_i. \quad (7)$$

Then the average wait time

$$M(\tau_{exp}) = \frac{\lambda b^2}{2(1 - \sum_{i=1}^4 \lambda_i b_i)} = 1,417. \quad (9)$$

and total losses $L = \lambda c M(\tau_{exp}) = 1,7$.

According to inequalities (2) and (3), the optimal relative and absolute priorities coincide with the numbers of input streams. In table 1 and table 2 we can see example data:

Table 1

i	λ_i	b_i	c_i
1	0,2	0,5	2
2	0,3	1,0	2
3	0,1	1,0	1
4	0,1	2,0	1

Table 2

i	ρ_i	R_i	c_i/b_i
1	0,1	0,1	4
2	0,3	0,4	2
3	0,1	0,5	1
4	0,2	0,7	0,5

The final results of the calculations are summarized in table 3. The last column shows the effectiveness of priority systems, the smallest losses are observed with mixed priorities.

Table 3

Type of priority	$M(\tau_{exp})_1$	$M(\tau_{exp})_2$	$M(\tau_{exp})_3$	$M(\tau_{exp})_4$	L
Service without priorities	-	-	-	-	1,700
Relative priorities	0,472	0,787	1,417	2,834	1,086
Absolute priorities	0,028	0,435	1,417	4,834	0,897
Mixed priorities	0,077	0,443	1,285	4,195	0,845

4. Conclusion

The technique of modeling a telecommunication system based on the queuing model is considered. The effectiveness is demonstrated with different application priorities.

References

1. B. Filipowicz and J. Kwiecień, Queueing systems and networks. Models and applications. Bulletin of the polish academy of sciences technical sciences Vol. 56, No. 4, pp. 379-390, 2008.
2. P. Heidelberger, Fast simulation of rare events in queueing and reliability models. ACM Transactions on Modeling and Computer Simulation, Vol.5, pp. 43-85, 1995.
3. S. Stidham, Analysis, design and control of queueing systems, Operations Research, Vol. 50 (1), pp.197-216, 2002.
4. Z. Rosberg, H. L. Vu, M. Zukerman and J. White, Performance analyses of optical burst switching networks, IEEE Journal of Selected Areas in Communications, vol. 21, no. 7, Sept. 2003, pp. 1187-1197.

Технологии взаимодействия с устройствами IoT через социальные сети и мессенджеры¹

¹ Папуловская Н.В., ² Кобелев А. А.

¹ Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина
г. Екатеринбург, 620002, ул. Мира, 32, Российская Федерация
n.v.papulovskaia@urfu.ru

² ООО «Платформа ГЦ», ул. Фурманова, 126, г. Екатеринбург, 620102, Российская Федерация
qwink186@icloud.com

Аннотация: В работе предлагается решение по интеграции устройств интернета вещей (IoT) с социальными сетями и мессенджерами. Снижение порога уровня квалификации пользователей по применению устройств IoT позволит увеличить емкость рынка автоматизированных систем домашнего и промышленного применения. Решение состоит в объединении ранее не согласованных систем коммуникаций и протоколов. Разработан прототип проекта, который находится в стадии тестирования.

1. Введение

На начало 2020 года более 4,5 миллиарда людей пользуются интернетом, а аудитория социальных сетей перевалила за отметку в 3,8 миллиарда. В России количество интернет-пользователей, по данным Digital [1] в 2020 г. составило 118 миллионов. Это значит, что интернетом пользуется 81% россиян.

В последнее время социальные сети и мессенджеры стали обеспечивать значительную часть взаимодействия Р-Р (человек-человек) и постепенно занимают нишу Р-М (человек-машина). Популярные сервисы предлагают разработчикам инструменты интеграции приложений с пользователями. Несмотря на то, что развитие и внедрение в массы технологий IoT (интернет вещей) становится дешевле и доступнее, системы управления такими устройствами являются технически сложными решениями. Создание омниканального сервиса управления устройствами IoT через интерфейс мессенджера (чат-бот) будет доступным средством взаимодействия с различными устройствами. В работе предложена архитектура и техническое решение по реализации сервиса маршрутизации и трансформации протоколов связи.

2. Описание технического решения

Популярные мессенджеры и социальные сети имеют свой API (программный интерфейс). Пользователи идентифицируются по идентификатору (id) или по чату общения (id чата). В разных продуктах взаимодействие с API выглядит по-разному, например, в социальной сети «ВКонтакте» разработчик создает свое приложение в интерфейсе сети, где получает ключ доступа. Ключи являются авторизованными токенами к разным функциям и возможностям данной социальной сети. Все пользователи сети «ВКонтакте» имеют уникальный id, это дает возможность идентифицировать клиента на стороне приложения и упрощает разработку средств идентификации. Система управления IoT устройствами, интегрированная с социальной сетью получает готовый надежный механизм авторизации и аутентификации.

Системы IoT чаще всего строятся по принципу Pub/Sub (издатель-подписчик). Существует много различных протоколов обмена сообщениями, к ним относятся: DDS OMG, AMQP OASIS, MQTT OASIS, JMS, REST, CoAP, XMPP [2]. Наиболее пригодным для использования в устройствах IoT является протокол MQTT. В этом протоколе каждый клиент обязан иметь уникальный идентификатор ClientId, представленный UTF-8 строкой с числом символов от 1 до 23, что соответствует параметрам идентификации пользователя социальной сети. Протокол MQTT реализует архитектурный паттерн Pub/Sub, определяет класс «сильно слабо-связанных» систем, в которых участники обмена информацией вообще не обязаны знать о существовании друг друга. Кроме того, в этих системах может вообще не использоваться традиционная сетевая «адресация узлов» (или использоваться, но не на уровне фундаментального принципа, а сугубо в служебных целях, как ClientId в MQTT) [3]. Всё строится на данных и их метаданных. «Издатель» (Pub, Publisher) «публикует» данные и метаданные (формирует описанные метаданными «каналы»), «подписчик» (Sub, Subscriber) «подписывается» на «каналы», определённые метаданными. Если для подписки на метаданные дан-

¹ Работа выполнена при поддержке фонда содействия инновациям, программа «Умник», грант № У-62293.

ные от «издателя» есть, «подписчик» их получает. Если таких данных нет – ничего не происходит вообще, никто не запрещает «подписываться» на несуществующие «каналы», никаких ограничений нет. В терминах MQTT транспортируемые данные и метаданные, формирующая «каналы» транспорта, представлены MQTT UTF-8 строками. Строки метаданных формируются из фрагментов, имеющих название топиков (topic), предусмотрены специальные символы и правила форматирования, вводящие иерархию топиков и возможность «подписки» на множества каналов за счёт wildcards. Эти «специальные правила» и wildcards хорошо знакомы всем, кто хоть раз пользовался командной оболочкой при работе с файловой системой. Иерархия формируется соединением топиков с помощью символа «/», например строка: flat/room/temperature состоит из трёх топиков (flat, room, temperature), очевидно формирующих некоторые иерархические отношения (в квартире есть комната и в ней измеряется температура). Почти никаких ограничений кроме well-formed UTF-8 на текст топиков не существует, это область полной свободы для разработчиков конкретных приложений.

На рисунке Рис 1. представлена логическая схема системы взаимодействия устройств IoT с пользователями через мессенджеры и социальные сети. В данной схеме система CRM используется для управления и конфигурации, только единицами учета являются не пользователи и группы, а устройства и системы.

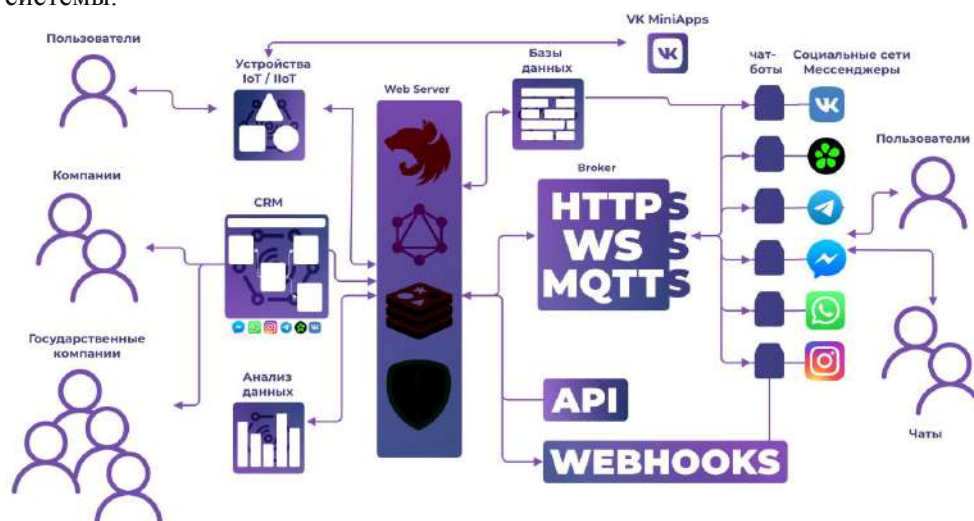


Рис. 1. Логическая схема взаимодействия устройств IoT с пользователями через мессенджеры и социальные сети

3. Заключение

Практическая часть исследования заключается в разработке прототипа системы, интегрированной в социальную сеть «ВКонтакте». В этой системе в качестве клиента выступает приложение на платформе vk.com/miniapps, а в качестве сервера сервис shiftr.io. Прототип размещен по ссылкам: vk.com/app7437004_230868199 | github.com/Belvedersky/MqttVK

Исследования и реализация прототипа подтверждают работоспособность системы взаимодействия IoT устройств с социальными сетями. Простота использования «чата» в процессе управления системами IoT позволяет вывести их на новый уровень внедрения в личных и промышленных задачах.

В дальнейшем развитии проекта предусмотрено развертывание полноценной системы в социальных сетях, расширение возможностей, таких как: push уведомления, отрисовка многофункциональных интерфейсов для каждой социальной сети, работа с внешними интерфейсами, чат-боты и др.

Список литературы

1. Digital in 2020. URL: <https://wearesocial.com/digital-2020>
2. Дикий Д.И., Артемьева В.Д. Протокол передачи данных MQTT в модели удаленного управления правами доступа для сетей Интернета // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2019. Т. 19. No 1. С. 109–117. doi: 10.17586/2226-1494-2019-19-1-109-117
3. Селезнёв С.П., Яковлев В.В. Архитектура промышленных приложений IoT и протоколы AMQP, MQTT, JMS, REST, CoAP, XMPP, DDS. URL: https://ko.com.ua/protokol_mqtt_i_nemnogo_iz_opyta_realizacii_chast_1_110176

Алгоритм сохранения и отображения информации, поступающей от буйковых станций в интеллектуальной системе мониторинга параметров севастопольской прибрежной акватории Черного моря¹

Гимпилевич Ю. Б., Редькина Е. А., Лукьянчиков А. В.

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

Аннотация: В докладе описывается разработанный алгоритм аккумулирования и отображения информации, поступающей от биев в системе мониторинга параметров прибрежной акватории Черного моря. Разработка проводится в рамках гранта РФФИ 20-47-920005.

1. Введение

В настоящее время существуют морские наблюдательные системы, построенные на основе стационарных и дрейфующих буйковых станций, а также системы дистанционного контроля технических параметров различных объектов. Данные системы имеют ограниченные возможности для изучения физических процессов, характеризующихся высокой динамикой изменчивости параметров в интервале от единиц до десятков минут. К таким явлениям можно отнести моменты зарождения штормов, циклонов, фронтальных зон, а также возникновения аварий и техногенных катастроф.

Таким образом, разработка системы наблюдения с уменьшенным периодом наблюдения и анализа данных путем применения технологий «Морского интернета вещей» и технологии «Machine-machine» (M2M) является достаточно актуальной задачей, в том числе в акватории Черного моря.

2. Теория

Сбор информации с биев в системе разбивается на 2 этапа. На первом этапе осуществляется сбор информации по беспроводному каналу связи. На каждом бие установлена точка в виде GSM-модема. Через заданные промежутки времени (примерно 2 часа в обычном, нетревожном режиме) буй кратковременной посылкой данных передает информацию о состоянии своих датчиков на сервер, располагающийся на берегу. Сервер принимает и сохраняет эту информацию, классифицируя ее по отправителю (буй: номер, тип). Далее эта информация предварительно обрабатывается и предоставляется в виде, удобном для системы отображения. Информация загружается в специальный файл формата json (используется технология jquery).



Рис. 1. Блок-схема системы обработки и отображения информации с биев

¹ Разработка проводится в рамках гранта РФФИ 20-47-920005.

На втором этапе происходит вторичная обработка и классификация данных с помощью специально разработанного скрипта и инструментов сайта, как показано на рис. 1.

Разработанный скрипт AMI (Aqua Monitor Importer) отвечает за внесение последних, предварительно обработанных данных с бую в систему управления сайтом WordPress (WP). Система WP использует свою собственную базу данных. Cron — программа в системе сервера по автоматическому запуску скриптов по расписанию. Система управления сайтом WordPress включает в себя контрольную панель управления, в которой добавлен уникальный пользовательский тип постов «Отчеты/Report» (сущность), информация в которые поступает от различных буюв (станций). Каждый отчет включает в себя уникальный номер отчёта, уникальный идентификатор в системе WP, принадлежность к бую и другие параметры характерные для данного типа бую (станции).

Список всех отчётов доступен для просмотра в админ панели (Back End, см. рис. 2) и на страницах сайта (Front End, см. рис. 3).

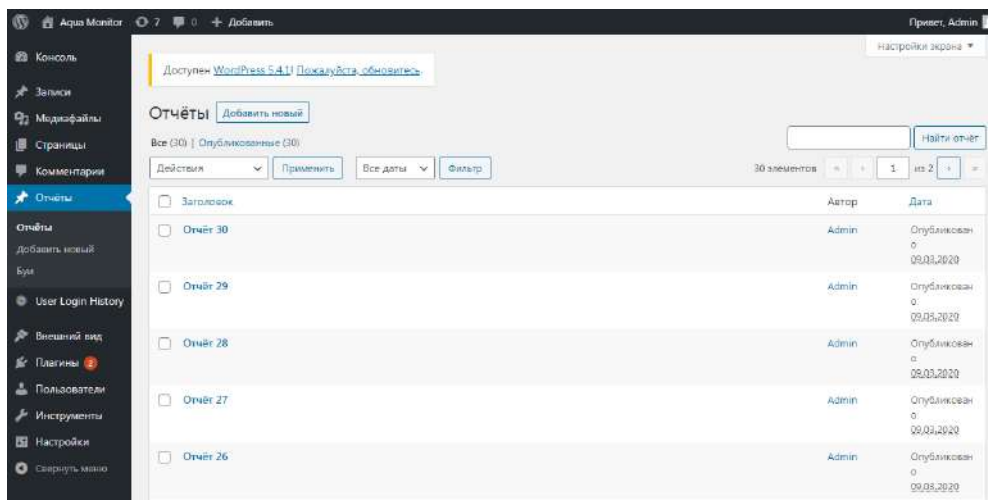


Рис. 2. Вид админ панели для сбора и отображения информации от буюв

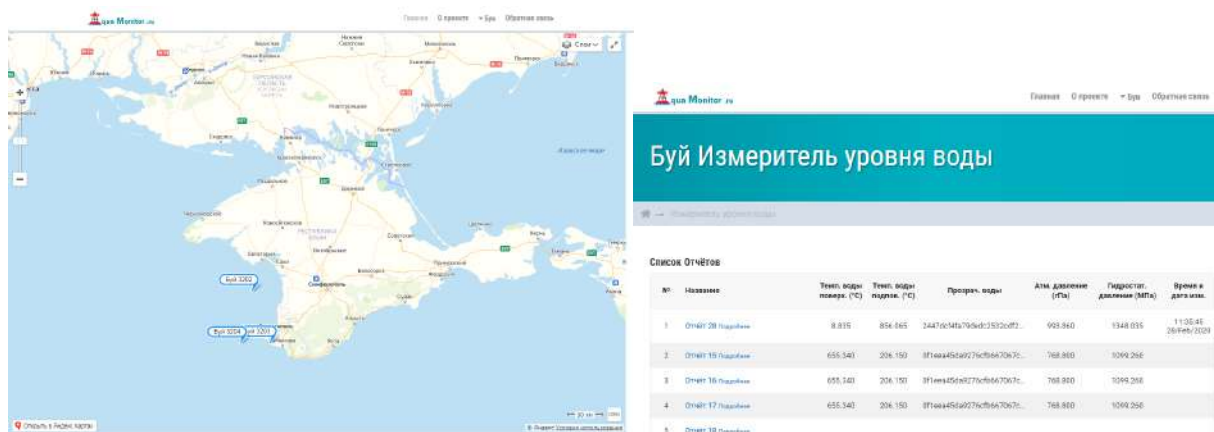


Рис. 3. Вид страниц сайта с отображением информации от буюв

Для извлечения отчётов, согласно принадлежности их бую, был применён стандартный инструмент категоризации WordPress — Таксономия. Таксономия позволяет создавать термины. Сущность «Отчет» можно привязывать к требуемому термину. Итак, была добавлена таксономия, называемая "Буоу" (Бую). В роли «терминов» выступают типы буюв или станций. В роли постов закреплённых за буюм или станцией выступают их «Отчёты».

3. Заключение

Представлены предварительные результаты разработки интеллектуальной системы мониторинга параметров прибрежной акватории Черного моря, а именно алгоритм аккумулирования, обработки и отображения информации поступающий от буюковых станций. Разработка проводится в рамках гранта РФФИ 20-47-920005.

Исследование эффективности средств пакета Scilab при решении задач оптимизации

Семенова Т.И., Шакин В.Н., Фриск В.В., Кудряшова А.Ю.

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

Аннотация: В данной работе рассматриваются решатели *optim*, *fminsearch* и *nplot*, включенные в библиотечные функции математического пакета Scilab, с точки зрения скорости и трудоемкости их применения при решении задач оптимизации на примерах функций Розенброка различных порядков. Приведен пример использования описанных решателей при расчете электрических цепей, найдено оптимальное значение локального минимума падающего напряжения вдоль длинной линии как функции одной переменной. Сделаны выводы о эффективности применения разных решателей математического пакета Scilab для расчетов цепей.

1. Введение

Решение реальной задачи оптимизации далеко не всегда является тривиальной [1]. Это связано с тем, что количество параметров функции может быть достаточно велико, а кроме того, на них могут быть наложены ограничения. Именно поэтому средства решения задач оптимизации включены в программное обеспечение практически всех современных математических пакетов [2, 3, 4]. В статье рассматриваются средства оптимизации математического пакета Scilab, современного, мощного, но в тоже время свободно распространяемого на сегодняшний день математического пакета. Они позволяют решать сложные и трудоемкие задачи оптимизации практически за несколько секунд, обеспечивающие при этом требуемую точность вычислений.

2. Теория

В пакете Scilab для решения задач оптимизации функций предназначен специальный набор средств, которые называются решателями [3].

Исследования эффективности применения трех наиболее часто используемых решателей (*optim*, *fminsearch* и *nplot*) были проведены на примере функций Розенброка от 1-й, 2-х и 5-ти переменных, которые являются тестовыми функциями для многих методов оптимизации:

С использованием описанных выше решателей были получены оптимальные значения функций Розенброка от 1-й, 2-х и 5-ти переменных. Данные представлены в таблице 1.

Таблица 1 - оптимальные значения функций Розенброка

Решатель	Количество переменных в функции	Количество итераций	Количество обращений к целевой функции	Время (сек.)
<i>optim</i>	1	2	4	0.043
	2	20	27	0.084
	5	34	49	0.138
<i>fminsearch</i>	1	20	40	0.894
	2	67	124	2.675
	5	302	492	11.578
<i>nplot</i>	1	39	78	8.127
	2	358	642	11.256
	5	1332	2674	50.117

В качестве примера оптимизационной задачи рассмотрим поиск локального минимума величины напряжения как функции одной переменной.

Проведем анализ распределения падающей волны напряжения вдоль длинной линии (рис. 3).

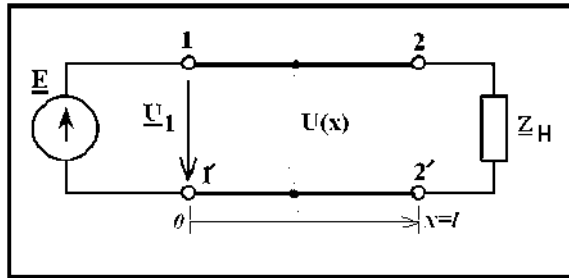


Рисунок 1. Схема длинной линии

Функция напряжения $u(x)$ от координаты x выражается формулой (1)

$$u(x) = U_m \exp(-ax) \sin(\omega t - \beta x + \psi), \quad (1)$$

где $U_m = 1$ В – амплитуда;
 $a = 0,11/\text{м}$ – коэффициент ослабления;
 $\beta = 0,1 \text{ рад/м}$ – коэффициент фазы;
 $l = 5$ м – длина линии;
 $\omega = 1$ рад/с – угловая частота;
 $t = 5$ с – фиксированный момент времени;
 $\psi = 0$ рад – фаза.

Приведена программа для построения графика падающего напряжения вдоль длинной линии $u(x)$ от координаты x , и график распределения мгновенного напряжения падающей волны вдоль длинной линии, из которого видно, что функция мощности имеет минимум в районе точки 2,4 м.

Оба решателя дали один и тот же результат, а расчет показал, что минимум падающего напряжения будет равен $U_{\min} = -0.7772576$ В при $x_0 = 2.5124414$ м, что полностью согласуется с теорией электрических цепей [7].

3. Заключение

Таким образом, на примере решения задачи из области электротехники удалось проанализировать эффективность решателей программного продукт Scilab с точки зрения скорости и трудоемкости их применения на примерах функций Розенброка различных порядков и построения электрических цепей.

Список литературы

1. Семенова Т.И., Кравченко О.М., Шакин В.Н., Вычислительные модели и алгоритмы решения задач численными методами: учебное пособие. М.: МТУСИ, 2017. 82 с.
2. Семенова Т.И., Загвоздкина А.В., Загвоздкин В.А. Изучение численных методов с использованием средств пакета Scilab // Экономика и качество систем связи, 2017. №4 (6). С.60-69.
3. Документация Scilab – Режим доступа: https://help.scilab.org/docs/6.0.1/ru_RU/index.html
4. Шакин В. Н., Семенова Т. И., Фриск В. В. Базовые средства математического пакета Scilab. Учебник для вузов. М.: Горячая линия – Телеком, 2011. 336 с.:
5. Adzhemov A.S., Kudryashova A.Y. Building an Algorithm for Estimating the Effective Coding of a Source when Converting Signals in Various Metric Spaces / IEEE Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). S.-Petersburg, 2018. pp.1-4.
6. Семенова Т. И., Загвоздкина А. В., Загвоздкин В. А. Визуализация результатов вычислений в Scilab в журнале «Информатика и кибернетика», 2018, №4 (14), С.5-11.
7. Фриск В.В. Основы теории цепей. М.: РадиоСофт, 2002. 288 с.
8. Смирнов Н.И., Фриск В.В. Теория электрических цепей. М.: Горячая линия - Телеком, 2019. 286 с.

Метод оптимальной интерполяции финитных дискретных двумерных сигналов

¹ Пономарева О.В., ² Пономарев А.В., ³ Смирнова Н.В.,

¹Ижевский государственный технический университет им. М. Т. Калашникова,
г. Ижевск, 426069, ул. Студенческая, 7, Российская Федерация
ponva@mail.ru

²Ижевский государственный технический университет им. М. Т. Калашникова,
г. Ижевск, 426069, ул. Студенческая, 7, Российская Федерация
palex@udm.ru

³ Севастопольский государственный университет,
г. Севастополь, 29905, ул. Университетская 33, Российская Федерация
yolkanv@gmail.com

Аннотация: Рассмотрено решение важной информационной технологической задачи телекоммуникаций – задачи интерполяции двумерных сигналов на опорной плоскости в пространственной области. Показано различие задач интерполяции и аппроксимации двумерных дискретных сигналов. Приведен математический аппарат матричного и алгебраического описания двумерных дискретных сигналов в пространственной и пространственно-частотной областях. Разработаны методы интерполяции действительных и комплексных дискретных двумерных сигналов в пространственной области. Проиллюстрирована обоснованность, достоверность и эффективность предложенных алгоритмов интерполяции. Приведены результаты экспериментальных исследований на двумерных дискретных экспоненциальных сигналах.

1. Введение

Дискретные двумерные сигналы являются, с одной стороны, информационными, поскольку содержат информацию о состояниях, свойствах и характеристиках исследуемых сложных прикладных объектов [1–7], с другой стороны, требуют разработки специальных двумерных методов обработки. Отметим, что обобщение одномерных методов обработки на двумерный случай является не только не тривиальной задачей, но иногда просто невозможно. Например, в общем случае не удастся обобщить одномерную концепцию изолированных полюсов, нулей и корней на двумерный случай. Кроме того большую роль в ограниченном применении перспективных одномерных методов обработки сигналов, принципиально допускающих обобщение на двумерный случай, играет и так называемое «проклятие размерности». Целью данной работы является разработка методов интерполяции действительных и комплексных дискретных двумерных сигналов в пространственной области на основе быстрых преобразований Фурье.

2. Основной раздел

С математической точки зрения дискретный двумерный сигнал $x(n_1, n_2)$ конечной длины – это двумерная последовательность конечной длины, являющаяся множеством действительных (или в общем случае комплексных) чисел, определенных для упорядоченных пар целых чисел n_1 и n_2 при $0 \leq n_1 \leq N_1 - 1$; $0 \leq n_2 \leq N_2 - 1$. При выборе для векторного и спектрального анализа дискретных двумерных сигналов унитарного двумерного дискретного преобразования Фурье (2D ДПФ) трансформанты которого задаются соотношениями:

$$\text{прямое 2D ДПФ: } S_{N_1, N_2}(k_1, k_2) = \frac{1}{N_1 \cdot N_2} \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \sum_{n_2=0}^{N_2-1} x(n_1, n_2) W_{N_1}^{k_1 n_1} \cdot W_{N_2}^{k_2 n_2}; \quad (1)$$

$$\text{обратное 2D ДПФ: } x(n_1, n_2) = \sum_{k_1=0}^{N_1-1} \sum_{k_2=0}^{N_2-1} S_{N_1, N_2}(k_1, k_2) W_{N_1}^{-k_1 n_1} \cdot W_{N_2}^{-k_2 n_2}; \quad (2)$$

где $W_N = \exp(-j2\pi/N)$; $k_1 = 0, (N_1 - 1)$, $k_2 = 0, (N_2 - 1)$ – пространственные частоты; $x(n_1, n_2)$ – двумерный сигнал, $n_1 = \overline{0, N_1 - 1}$, $n_2 = \overline{0, N_2 - 1}$, $S_{N_1, N_2}(k_1, k_2)$ – коэффициенты 2D-ДПФ (двумерный векторный пространственно-частотный спектр сигнала $x(n_1, n_2)$);

мы используем базисную систему двумерных дискретных экспоненциальных функций:

$$\text{def}_{N_1, N_2}(k_1, n_1, k_2, n_2) = [\exp(-j \frac{2\pi}{N_1}(k_1 n_1))] \cdot [\exp(-j \frac{2\pi}{N_2}(k_2 n_2))] = [W_{N_1}^{k_1 n_1}] \cdot [W_{N_2}^{k_2 n_2}]. \quad (3)$$

Предлагаемый метод оптимальной интерполяции финитных двумерных дискретных сигналов основан на трех основных положениях: двумерной версии теоремы Котельникова, двумерном z-преобразовании: $X(z_1, z_2) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(m, n) \cdot z_1^{-m} z_2^{-n}$ и взаимосвязи операций дискретизации и периодизации в пространственной и пространственно-частотной областях в случае применения двумерного дискретного преобразования Фурье. С учетом того, что 2D-ДПФ есть частный случай прямого двумерного z-преобразования: $S_{N_1, N_2}(k_1, k_2) = X(z_1, z_2) \big|_{z_1=W_{N_1}^{k_1}, z_2=W_{N_2}^{k_2}}$, следует (с учетом соотношений (1)-(3), что выполнив прямое 2D ДПФ $x(n_1, n_2)$, поместив в середину двумерного спектра $S_{N_1, N_2}(k_1, k_2)$ нулевые строки и нулевые столбцы в количестве $(m_1 - 1) \cdot N_1$ и $(m_2 - 1) \cdot N_2$ соответственно, и, выполнив обратное 2D ДПФ полученного на предыдущем шаге спектра, мы получим интерполированный двумерный сигнал $x_{\text{int}}(n_1, n_2)$, $0 \leq n_1 \leq (m_1 \cdot N_1 - 1)$; $0 \leq n_2 \leq (m_2 \cdot N_2 - 1)$.

На рис. 1, рис. 2, проиллюстрирована эффективность рассмотренного метода на примере интерполяции двумерных дискретных экспоненциальных функций (3) при различных значениях k_1 и k_2 и коэффициенте интерполяции 8 по обеим осям сигнала. На рисунках приведены трехмерные поверхности, огибающие исходные и интерполированные двумерные дискретные сигналы.

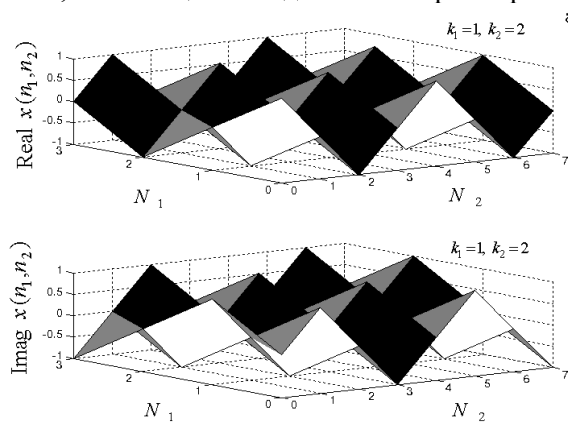


Рис.1. Действительная часть – а, мнимая часть – б двумерной дискретной экспоненциальной функции

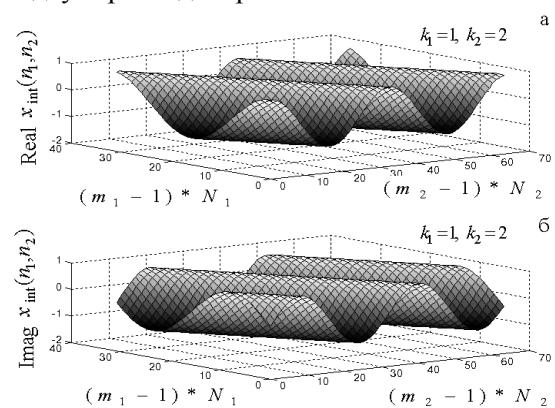


Рис.2. Действительная часть – а, мнимая часть – б интерполированной двумерной дискретной экспоненциальной функции

3. Заключение

Разработан новый эффективный и результативный метод оптимальной интерполяции финитных дискретных двумерных сигналов. В связи с тем, что вычислительные затраты и необходимый объем памяти процессорных средств на реализацию предложенного метода значительны (даже с учетом сепарабельности ядер прямого и обратного 2D ДПФ и применения алгоритмов БПФ) необходим активный поиск базиса, учитывающего специфику данного метода.

Список литературы

1. Cooley, J. and Tukey, J. "An Algorithm for the Machine Calculation of Complex Fourier Series," Math. Comput., Vol. 19, No. 90, Apr. 1965, pp. 297–301. DOI: 10.2307/2003354.
2. Rabiner, L. R. and Gold, B. Theory and Application of Digital Signal Processing, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1975, p. 367.
3. Oppenheim, A. V., and Schafer, R. W. Discrete-Time Signal Processing, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 2009, p. 1120.
4. Пономарева О.В., Пономарев А.В., Смирнова Н.В. Цифровизация измерений спектров в базисе Фурье – тенденции развития и проблемы // Приборы и методы измерений. 2019. № 3, С. 271-280. DOI:21122/2220-95062-2019-10-3-271-280
5. Пономарев А.В. Основы теории двумерной цифровой обработки сигналов в базисах Фурье с варьируемыми параметрами // Цифровая обработка сигналов. 2019. №2. С. 12-20.
6. Ponomarev V.A. Ponomareva O.V., Ponomarev A.V. Method for Effective Measurement of a Sliding Parametric Fourier Spectrum. Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing, vol. 50, no. 2, pp.1-7. (2014).
7. Ponomareva N.V., Ponomareva O.V., Hvorenkov V.V. [Determination of anharmonic discrete signal envelope based on the Hilbert transform in the frequency domain]. Intelligent systems in production, 2018, vol.16, no.1, pp.33-40 (in Russ.).

Диагностирование электрических машин в телекоммуникациях на основе параметрического преобразования Фурье

¹ Смирнова Н.В., ² Пономарева О.В., ³ Пономарев А.В.

¹ Севастопольский государственный университет,
г. Севастополь, 29905, ул. Университетская 33, Российская Федерация
yolkanv@gmail.com

² Ижевский государственный технический университет им. М. Т. Калашникова,
г. Ижевск, 426069, ул. Студенческая. 7, Российская Федерация
ponva@mail.ru

³ Ижевский государственный технический университет им. М. Т. Калашникова,
г. Ижевск, 426069, ул. Студенческая. 7, Российская Федерация
palex@udm.ru

Аннотация: В данной работе предлагается новый подход в информационных технологиях диагностирования электрических машин. Подход основан на анализе энергетического спектра дискретных финитных сигналов тока, напряжения, потребляемой (генерируемой) мощности функционирующих электрических машин, полученного методом параметрического дискретного преобразования Фурье. Применение разработанного авторами метода параметрического дискретного преобразования Фурье при измерении энергетического спектра сигналов, позволяет повысить результативность и эффективность оценки параметров гармонических компонент электрического сигнала за счет снижения интервала дискретизации по частоте энергетического спектра путем его оптимальной интерполяции, уменьшить вычислительные затраты и необходимый объем памяти процессорных средств в сравнении с известными методами диагностики.

1. Введение

Электрические машины¹ находят самое широкое применение при разработке и сопровождении объектов различной сложности. Разработка новых и совершенствование существующих методов диагностирования электрических машин является важнейшей актуальной задачей информационных технологий в различных областях науки и техники, в то числе и в телекоммуникациях. В практике диагностирования энергетических систем в процессе их функционирования наиболее широкое применение нашли методы анализа параметров их электрических сигналов. Эти методы позволяют, проводя плановый мониторинг, обнаруживать неисправности энергетических машин на ранних стадиях, прогнозировать сроки их допустимого функционирования, и как следствие – избегать аварийных ситуаций.

2. Основной раздел

Методы анализа параметров сигналов электрических машин в процессе их функционирования основаны на следующей физической гипотезе: неисправности (электрические и/или механические) электрической машины и связанного с ним оборудования должны вызывать изменения в энергетических спектрах сигналов тока, напряжения, потребляемой (генерируемой) мощности функционирующей электрической машины, а также амплитуд и фаз вектора Парка. Существенными преимуществами указанной группы методов является: отсутствие требования обеспечения непосредственного доступа к объекту диагностирования, а также возможность диагностирования как электрической, так и механической частей электрической машины и связанного с ней механического оборудования. Методами данной группы можно с высокой достоверностью диагностировать статический и динамический эксцентриситет, несоосность валов, обрыв стержней, дефекты подшипников, дефекты обмоток статора [1-3].

Процесс цифровизации диагностирования по энергетическому спектру сигналов тока, напряжения, потребляемой (генерируемой) мощности работающих электрических машин базируется на дискретном преобразовании Фурье (ДПФ) и методе быстрого его вычисления – так называемом алгоритме быстрого преобразования Фурье (БПФ). Применение ДПФ сопровождается рядом негативных эффектов [4-5]. Для устранения и/или уменьшения влияния эффектов наложения, утечки, частотного гребешкового эффекта, присущих ДПФ, авторами предложено параметрическое ДПФ, являющееся обобщением ДПФ, и алгоритм быстрого его вычисления БПФ-П [4-5]:

¹ **Электрическая машина** – электромеханический преобразователь, который преобразует механическую энергию в электрическую (генератор), либо электрическую энергию в механическую (электродвигатель), либо электрическую энергию с одними параметрами (напряжением, частотой и т.д.) в электрическую с другими параметрами: инверторы, электромашинные усилители, индукционные регуляторы.

$$S_{N,\theta} = \frac{1}{N} F_{N,\theta} X_N; \quad 0 \leq \theta < 1; \quad (1)$$

где $X_N = [x(0), x(1), \dots, x(N-1)]^T$ – задание дискретного сигнала $x(n)$, $n = \overline{0, N-1}$, в виде вектора N -мерного линейного пространства; T – знак транспонирования; $S_{N,\theta} = [s(0, \theta), s(1, \theta), \dots, s((N-1), \theta)]^T$ – вектор бинов ДПФ-П, полученных путем измерения спектра в системе параметрических дискретных экспоненциальных функций (ДЭФ-П), которая задается матрицей $F_{N,\theta}$:

$$F_{N,\theta} = \begin{matrix} & \begin{matrix} 0 & 1 & \dots & (N-1) & n \end{matrix} \\ \begin{matrix} 0 \\ 1 \\ \vdots \\ (N-1) \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1 & W_N^\theta & \dots & W_N^{\theta(N-1)} \\ 1 & W_N^{(1+\theta)} & \dots & W_N^{(1+\theta)(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_N^{(N-1+\theta)} & \dots & W_N^{(N-1+\theta)(N-1)} \end{bmatrix} \end{matrix}; \quad (2)$$

где ДЭФ-П определяются следующим соотношением:

$$\text{def}_{N,p}(k, n, \theta) = W_N^{(k+\theta)n} = \exp\left[-j \frac{2\pi}{N} (k+\theta)n\right], \quad k = \overline{0, (N-1)}, \quad n = \overline{0, (N-1)}, \quad 0 \leq \theta < 1.$$

В работе показано, что если задать необходимое уменьшение погрешности измерения частот гармонических компонент смешанного сигнала² по сравнению с ДПФ в R раз, то применение ДПФ-П совместно с БПФ-П позволяет сократить число операций в $\frac{R \cdot (\log_2 N + \log_2 R)}{\log_2 R \cdot \log_2 N}$ раз, а по необходимый объем оперативной памяти процессорных средств в R раз.

3. Заключение

Разработан новый эффективный и результативный цифровой метод диагностирования электрических машин по энергетическому спектру электрических сигналов на основе параметрического дискретного преобразования Фурье.

Список литературы

1. Анучин А.С. Системы управления электроприводов. М.: Издательский дом МЭИ, 2015. 373 с.
2. Петухов В. Диагностика электродвигателей // Новости электротехники № 1(49). 2008. Режим доступа к журн. URL: <http://news.elteh.ru/arh/2008/49/10.php>
3. Калачев Ю.Н. Наблюдатели состояния в векторном электроприводе. М.: Записки исследователя, 2015. 80 с.
4. Финкелстайн, Л. (Великобритания). Наука об измерениях: анализ состояния и направлений развития // Датчики и системы. 2010. №2. С. 53-57.
5. Cooley, J. and Tukey, J. "An Algorithm for the Machine Calculation of Complex Fourier Series," Math. Comput., Vol. 19, No. 90, Apr. 1965, pp. 297-301. DOI: 10.2307/2003354.
6. Rabiner, L. R. and Gold, B. Theory and Application of Digital Signal Processing, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1975, p. 367.
7. Oppenheim, A. V., and Schaffer, R. W. Discrete-Time Signal Processing, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 2009, p. 1120.
8. Пономарева О.В., Пономарев А.В., Смирнова Н.В. Цифровизация измерений спектров в базисе Фурье – тенденции развития и проблемы // Приборы и методы измерений. 2019. № 3, С. 271-280. DOI:21122/2220-95062-2019-10-3-271-280
9. Пономарев А.В. Основы теории двумерной цифровой обработки сигналов в базисах Фурье с варьруемыми параметрами // Цифровая обработка сигналов. 2019. №2. С. 12-20.

² **Смешанный сигнал** – это сигнал, который представляет собой сумму гармонических сигналов и случайного сигнала (шума). Сигналы тока, напряжения и потребляемой (генерируемой) мощности электрической машины относятся к классу смешанных процессов.

Программа оценки эффективного алгоритма кодирования источника при преобразовании метрических пространств

Аджемов А.С., Кудряшова А.Ю.

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

Аннотация: В данной работе предлагается алгоритм и построенная на его основе программа оценки эффективного кодирования источника сигналов при их преобразованиях в различных метрических пространствах, и, в частности для широко используемого в настоящее время аналого-цифрового преобразования непрерывного сигнала в двоичный. Алгоритм оценки учитывает показатели искажений при кодировании двоичным кодом, вероятности появления этих искажений при передаче элементов сообщения и вероятности появления сообщения в канале связи. Помимо самого алгоритма, предложена его программная реализация, созданная с помощью языка программирования C#. В программной реализации имеется графическая среда для пользователя.

1. Введение

Сигнал от источника при передаче по системе связи претерпевает ряд преобразований, в результате которых в сигнале, полученным принимающим устройством возможно возникновение определенных искажений или ошибок.

Пусть исходный сигнал от источника $s(t)$ принимает значения $s_1, s_2, \dots, s_N$ с соответствующими вероятностями $p_1, p_2, \dots, p_N$. После некоторого преобразования, которое будем обозначать через Π , получаем сигнал $S(t) = \Pi\{s(t)\}$. При этом данное преобразование может трансформировать сигнал $s(t)$ из одного метрического пространства в другое.

Остановимся на рассмотрении случаев, когда цифровой сигнал оценивается «по Хеммингу», а качество исходного аналогового сигнала в пространстве Евклида.

2. Теория

Для оценки качества передачи сигналов необходимо ввести некие меры погрешностей вследствие действия помех, если будет принято значение сигнала, отличающееся от передаваемого значения. Условимся называть данные погрешности рисками, а для их отображения будем использовать матричную форму записи. Необходимо определить, как вычислять значения рисков. Матрицу обозначим как R , а ее элементы r_{ij} .

Для удобства отражения вероятностей появления каждого риска введем матрицу вероятностей, обозначим ее как P , ее элементы- p_{ij} .

Помимо вероятностей появления искажения, необходимо учесть вероятность появления символа в канале передачи. Для записи этих вероятностей используем вектор вероятностей появления значения сигнала в канале (P_k).

После введения всех характеристик кодирования необходимо рассчитать коэффициент рисков искажений и дисперсию:

$$K = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n (r_{i,j} \cdot p_{i,j}) \cdot P_i \quad (1)$$

$$D(R) = M(R^2) - (M(R))^2 \quad (2)$$

Данный алгоритм удалось реализовать на языке программирования C# с использованием графических форм и возможностей надстроек MS Excel для удобства представления данных. В приложение загружается файл с расширением .xlsx, созданный в MS Excel, где каждая ячейка таблицы является элементом матрицы вероятностей, в отдельном файле матрицы рисков и вектора вероятностей появления значения сигнала в канале.

Работа с файлами Excel осуществляется по алгоритму, приведенному ниже, наглядно исходные данные показаны на рисунке 1.

1. Открыть файл "Расчетные данные.xlsx".
2. На ленте Excel выбрать пункт «Наука» и нажать кнопку «Расчет». Выполняется поиск исходных данных (как описано в разделе «Порядок размещения данных на листе» и расчет данных.
3. Столбец «Сумма по строке» заполнится автоматически.

The screenshot shows the Excel interface with the 'Наука' (Science) ribbon active. The 'Расчет' (Calculate) button is visible in the ribbon. Below the ribbon, a worksheet is displayed with the following data:

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M
1	Матрица вероятностей				Сумма по строке		Матрица рисков						
2	0,94995	0,012352	0,012352	0,00016062			0	2	3	4			
3	0,012352	0,94995	0,00016062	0,012352			5	0	7	8			
4	0,012352	0,00016062	0,94995	0,012352			9	10	0	12			
5	0,00016062	0,012352	0,012352	0,94995			13	14	15	0			

Рисунок 1. Работа с исходными данными

Отметим, что матрица вероятностей должна располагаться непосредственно под заголовком «Матрица вероятностей» и может иметь любой размер. Следующая ячейка после конца матрицы должна быть пустой. Матрица рисков должна располагаться непосредственно под заголовком «Матрица рисков» и может иметь любой размер. Следующая ячейка после конца матрицы должна быть пустой. Сумма по строке матрицы вероятностей выводится в следующий после матрицы столбец, поверх тех данных, которые там есть. Для размещения различных расчетов (различных наборов исходных данных) используются различные листы и/или книги Excel.

3. Заключение

Предложена программная реализация, с помощью которой пользователь может найти «наилучший» вариант кодирования по принципу наименьшей дисперсии и минимального коэффициента искажений. Пользователь имеет возможность анализа способов кодирований с количеством символов на элемент сообщения от 2 до произвольного значения, учитывая мощность вычислительной машины. В дальнейших исследованиях планируется доработка программного алгоритма, минимизация сравниваемых вариантов кодирования за счет одинаковых спектров кода и усовершенствование пользовательского интерфейса.

Список литературы

1. Adzhemov A.S., Kudryashova A.Y. Evaluation program of an efficient source coding algorithm under the condition of converting metric spaces / IEEE Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WE-CONF). S.-Petersburg, 2019. pp.1-5.
2. Adzhemov A.S., Kudryashova A.Y., Vlasjuk I.V. Application of Weber-Fechner Law in Image Transmission in the Field of Onboard Communications / IEEE International Scientific Conference Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications (ON BOARD). Moscow, 2019. pp.1-6
3. Adzhemov A.S., Kudryashova A.Y. Model of Effective Color Image Coding Taking into Account the Peculiarities of Colorimetry System / IEEE International Scientific Conference Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). Yaroslavl, 2019. pp. 1-4.
4. Kudryashova A.Y. A method of efficient coding of color images under the condition of permissible and forbidden values of color gamut // T-Comm: Telecommunications and transport. 2019. T.13. № 6. pp.65-70
5. Аджемов А.С., Кудряшова А.Ю. Модель эффективного кодирования цветного изображения с учетом особенностей систем колориметрии // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2019. Т.2. № 3. С. 349-360.
6. Аджемов А.С., Кудряшова А.Ю. Использование модели зрительной системы человека для оптимизации параметров передачи изображения // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2019. Т.2. № 4. С. 489-502.

Time series forecasting models for monitoring system parameters

Sergei S. Klevtsov

*Institute of Radiotechnical Systems and Control
Southern Federal University
Taganrog, Russian Federation
siklevcov@sfedu.ru*

Abstract: To predict the system parameters, the method using a simplified version of the smoothing predictive cubic spline is considered. The synthesis of the algorithm for determining the coefficients of the cubic spline is performed. The effectiveness of various models of parameter prediction is compared from the standpoint of the possibility of their implementation in a microprocessor module. A comparison was made of the forecasting accuracy of the proposed smoothing spline model and the models of smoothing time series of zero, first and second order.

1. Introduction

The high cost of telecommunication systems and significant losses from downtime caused by failures in such systems make it urgent to search for new approaches to monitoring. Promising is an active approach to monitoring, which is aimed not only at checking the status of system components, but also at predicting possible emergency situations at an early stage [1].

Predicting the occurrence of such situations, providing proactive elimination of the causes of their occurrence, is necessary to achieve more stable control of the state of the system [1, 2]. A predictive assessment of the system parameter, the value of which is measured by the sensor, is made by comparing its possible value with the boundaries of the zones set for the parameter [2]. If the value goes beyond the normal zone, a situation other than the normal situation is recorded, and actions are taken to normalize the parameter.

The presence of multifunctional microprocessor modules as part of monitoring tools, their use for processing data taken from sensors, makes the formulation and implementation of such a task relevant and timely [2]. A microprocessor module is capable of capturing and processing several parameters of an object. Therefore, it can be used to evaluate a set of parameters. A set of parameters can determine the functioning of the system. Therefore, the assessment of the set of parameters as a result will give a forecast of changes in the health of the system.

For a preliminary assessment, it is advisable to use simple models. Such models can be built on the basis of approximate functional dependencies between the variables of the object. Relations can be used, which are obtained as a result of simplification of complex mathematical relations representing solutions of integro-differential equations. A synthesis of the model is possible based on the identification and analysis of expert and experienced knowledge and data.

A preliminary assessment is often sufficient to predict and prevent emergencies. Evaluation and emergency procedures are implemented at the lower level of the monitoring system. These actions provide high dynamics of reaction to these situations and increase the effectiveness of the monitoring system.

2. Forecasting Using Smoothing Cubic Spline

To make a predictive assessment of the state of a set of parameters, it is necessary to know the possible values of the parameters at the time following the current value. Studies show that to predict the change in the parameter of a technical object, one can use an approach based on the use of the method of smoothing cubic splines [3].

The synthesis of the algorithm for determining the coefficients of the smoothing predictive cubic spline on a uniform time grid can be based on the method of constructing a smoothing cubic spline described in [3, 4, 5].

According to [5], the coefficients of the smoothing cubic spline K are determined from the ratio in matrix form:

$$(\mu W Y W^T + \frac{1}{6} \Omega) K = W P \quad (1)$$

In expression (1) and Y it is necessary to select, and matrices W , Ω and vector P are known.

3. Comparing parameter prediction results

To evaluate the development effectiveness, the forecasting accuracy was compared using the proposed smoothing spline model and models of the smoothing time series of zero (model 0), first (model 1) and

second (model 2) orders. The study of the use of models to predict the parameter of a technical object was carried out on the basis of data taken from the sensor. The dependence of the parameter on time is a rapidly changing alternating function with a significant range of values. The forecasting results show that the absolute error of parameter prediction using the spline as a whole is slightly lower than the forecast errors in the time series.

In addition, the spline error does not have such sharp bursts that are present when using time series models. However, the computational complexity of the prediction algorithm using the smoothing spline is significantly higher than in the case of time series. Therefore, a high-performance microprocessor will be required to conduct real-time forecasting using a smoothing spline.

4. Conclusion

To implement a predictive assessment of the state of the system, an approach to determining the parameter using a simplified version of the smoothing predictive cubic spline is considered. The calculations use a uniform time grid. The synthesis of the algorithm for determining the coefficients of the cubic spline is performed. The effectiveness of various models of parameter prediction is compared from the standpoint of the possibility of their implementation in a microprocessor module. A prediction accuracy was compared using the proposed smoothing spline model and zero, first, and second order smoothing time series models. The forecasting results show that the absolute error in predicting the parameter of the studied models is comparable in magnitude. Using a spline allows smoothing jumps in error. However, to implement forecasting, more powerful computing tools will be required compared to the use of time series models. The developed model and methodology can be used for operational monitoring and control of the system in real time.

References

1. M.G. Dubrovin, I.N. Glukhikh Models and methods of proactive monitoring of IT systems. Modeling, optimization and information technology. Vol. 6, No 1, 2018, pp. 314-324.
2. S.I. Klevtsov Identification of the State of Technical Objects Based on Analyzing a Limited Set of Parameters./ Proceedings of the 2016 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2016. 2016. Pp. 749-752.
3. E.A. Kochegurova, E.V. Shebeko The use of variational smoothing spline in the problem of short-term forecasting. Bulletin of the Tomsk Polytechnic University. 2006.Vol. 309. No. 7, pp. 36-39.
4. B.I. Kvasov Methods of isogeometric approximation by splines. M.: Fizmatlit. 2006. 360 p.
5. Yu.S. Zavyalov, B.I. Kvasov, V.L. Miroshnichenko Methods of spline functions. M.: Science. 1980. 382 p.

Дискретизация и восстановление сигнала в пространстве ортогональных с весом функций

^{1,2} Дегтярёв А.Н.

¹ Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Россия
degtyaryov1966@yandex.ru

² Черноморское высшее военно-морское училище им. П.С. Нахимова
ул. П. Дыбенко, 1а, Севастополь, 299028, Россия
degtyaryov1966@yandex.ru

Аннотация: В данной работе предлагается описывать сигналы в физически реализуемом базисе. В качестве базисных функций используются ортогональные с весом корреляционные функции импульсных характеристик физически реализуемых фильтров. Показано, что в пространстве введенных функций существует теорема отсчетов. Определены условия, которые необходимо накладывать на функции базиса. Для того, чтобы приближенно восстановить сигнал по его отсчетам необходимо отсчеты подавать на два каскадно соединенных фильтра, один из которых согласован с импульсной характеристикой второго. Интервал дискретизации связан с частотой среза фильтра, импульсные характеристики которого рассматриваются.

1. Введение

Теорема В.А. Котельникова позволяет представлять ограниченные по частоте сигналы в виде рядов по ортогональным эквидистантным функциям. Коэффициентами ряда являются отсчеты сигнала, которые берутся в моменты времени кратные интервалу дискретизации $\alpha = 1/(2f_m)$, где f_m — максимальная частота в спектре сигнала. Иными словами, рассматривается описание сигнала в базисе функций отсчетов.

Для восстановления непрерывного сигнала по его отсчетам достаточно дельта-импульсы, взвешенные отсчетами сигнала, подать на идеальный фильтр нижних частот (ФНЧ). Это возможно в связи с тем, что импульсная характеристика идеального (ФНЧ) описывается функцией отсчетов.

Однако идеальные ФНЧ являются физически нереализуемыми устройствами, поэтому идеальные ФНЧ заменяют фильтрами Найквиста. Использование фильтров Найквиста обусловлено тем, что смещенные на интервалы времени кратные интервалу дискретизации их импульсные характеристики обладают следующим свойством. Когда одна из импульсных характеристик достигает своего максимума, то другая равна нулю.

Заметим, что фильтры Найквиста не являются физически реализуемыми, их импульсная характеристика не является причинной функцией. Фильтры Найквиста чаще всего строят на основе фильтров Баттерворта. Импульсная характеристика фильтров Баттерворта является причинной функцией, но она не обладает указанным свойством импульсной характеристики фильтра Найквиста.

Кроме того, эквидистантно смещенные импульсные характеристики фильтров Найквиста и фильтров Баттерворта не являются ортогональными.

Целью работы является рассмотреть особенности дискретизации и восстановления сигналов в базисе физически реализуемых ортогональных с весом эквидистантных функций.

2. Теория

Будем раскладывать сигнал $f(t)$ в ряд по функциям $R_\varphi(t - n\alpha)$, которые являются смещенными на интервал $n\alpha$ ($n=0, 1, 2, \dots$) корреляционными функциями импульсной характеристики физически реализуемого устройства. Определим вес $h(t)$ ортогональности этих функций с помощью метода, изложенного в [1]. Примем, что $R_\varphi(0) \neq 0$ и $R_\varphi(n\alpha) = 0$, если $n\alpha \neq 0$.

Примем, что модуль спектральной плотности $\Phi_0(\omega)$ сигнала $f(t)$ равен модулю спектральной плотности функций $R_\varphi(t - n\alpha)$.

Имеем

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y_n R_\varphi(t - n\alpha), \quad (1)$$

где

$$y_n = \int_0^T f(t) \varphi_n(t) h(t) dt.$$

Можно показать, что коэффициенты ряда y_n можно записать в виде

$$y_n = \frac{1}{E_R} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_0^2(\omega) e^{j\Delta\theta(\omega)} e^{j\omega n\alpha} d\omega, \quad (2)$$

где

$$E_R = \int_{-\infty}^{\infty} R_{\varphi}^2(t - n\alpha) dt,$$

$\Delta\theta(\omega)$ — разность аргументов спектральных плотностей сигнала $f(t)$ и функции $R_{\varphi}(t)$.

Рассматривая интеграл, стоящий в правой части равенства (2), как обратное преобразование Фурье, получаем

$$y_n = \frac{1}{E_R} R_{fR}(n\alpha), \quad (3)$$

где $R_{fR}(n\alpha)$ — n -й отсчет взаимной корреляционной функции сигнала и функции $R_{\varphi}(t)$.

После преобразований выражение (1) запишется в виде

$$f(t) = \frac{1}{E_R} \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_{fR}(n\alpha) R_{\varphi}(t - n\alpha)$$

Определим m -й отсчет сигнала $f(t)$

$$f(m\alpha) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \delta(t - m\alpha) dt = \frac{1}{E_R} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_{fR}(n\alpha) R_{\varphi}(t - n\alpha) \delta(t - m\alpha) dt.$$

Используя фильтрующее свойство дельта-функции, получаем

$$f(m\alpha) = \frac{1}{E_R} \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_{fR}(n\alpha) R_{\varphi}[(m - n)\alpha].$$

Учитывая оговоренные свойства функции $R_{\varphi}(t)$, получаем

$$f(m\alpha) = \frac{1}{E_R} R_{fR}(m\alpha) R_{\varphi}(0) = R_{fR}(m\alpha).$$

Таким образом, коэффициенты y_m представляют собой отсчеты сигнала $f(t)$, которые берутся в моменты времени кратные α , и ряд (1) можно переписать в виде

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(n\alpha) R_{\varphi}(t - n\alpha). \quad (4)$$

Для того, чтобы приближенно восстановить сигнал по его отсчетам необходимо отсчеты подавать на два каскадно соединенных фильтра, один из которых имеет импульсную характеристику $g(t)$, а второй — согласован с этой импульсной характеристикой. Корреляционная функция импульсной характеристики должна быть такой, что $R_{\varphi}(0) \neq 0$ и $R_{\varphi}(n\alpha) = 0$, если $n\alpha \neq 0$.

3. Заключение

В пространстве ортогональных с весом эквидистантно смещенных функций существует теорема отсчетов. Для того, чтобы приближенно восстановить сигнал по его отсчетам необходимо отсчеты подавать на два каскадно соединенных фильтра, один из которых имеет импульсную характеристику $g(t)$, а второй — согласован с этой импульсной характеристикой.

Список литературы

1. Дегтярев А.Н. Ортогонализация функций и повышение помехоустойчивости высокоскоростных систем передачи информации. М.: Вузовский учебник. Инфра-М. 2015. 152 с.

Метод дополнения нулями и его приложения в дискретной Фурье-обработке финитных двумерных сигналов

¹Пономарев А.В., ²Пономарева О.В., ³Смирнова Н.В., ⁴Пономарев В.А.

¹Ижевский государственный технический университет им. М. Т. Калашиникова,
г. Ижевск, 426069, ул. Студенческая. 7, Российская Федерация
palex@udm.ru

²Ижевский государственный технический университет им. М. Т. Калашиникова,
г. Ижевск, 426069, ул. Студенческая. 7, Российская Федерация
ponva@mail.ru

³Севастопольский государственный университет,
г. Севастополь, 299005, ул. Университетская 33, Российская Федерация
yolkanv@gmail.com

⁴Ижевский государственный технический университет им. М. Т. Калашиникова,
г. Ижевск, 426069, ул. Студенческая. 7, Российская Федерация
ponva@mail.ru

Аннотация: В данной работе дана оценка роли и места метода дополнения нулевыми отсчетами в теории и практике двумерной Фурье-обработки финитных дискретных сигналов в пространственной области. Исследованы результативность и эффективность метода дополнения нулями для двумерных сигналов различной структуры. Выявлена проблематика в теории и практической реализации метода дополнения нулями в цифровых информационных технологиях в телекоммуникациях, предложены пути решения существующих проблем.

1. Введение

В двумерном случае, как и в одномерном можно ввести понятие двумерного дискретно-временного преобразования Фурье (2-D ДВПФ). 2-D ДВПФ – это двумерное z-преобразование, вычисленное в z-пространстве на единичной сфере: $X_{\text{ДВПФ}}(f_1, f_2) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(m, n) \cdot z_1^{-m} z_2^{-n}$ $\left| \begin{array}{l} z_1 = \exp(-j 2 \pi f_1) \\ z_2 = \exp(-j 2 \pi f_2) \end{array} \right.$; где

f_1 и f_2 непрерывные пространственные частоты. Нетрудно видеть, что двумерное ДПФ (2-D ДПФ)

сигнала $x(n_1, n_2)$: $S_{N_1, N_2}(k_1, k_2) = \frac{1}{N_1 \cdot N_2} \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \sum_{n_2=0}^{N_2-1} x(n_1, n_2) W_{N_1}^{k_1 n_1} \cdot W_{N_2}^{k_2 n_2}$, равно двумерному ДВПФ дву-

мерного периодического сигнала $x_p(n_1, n_2) = x(n_1 + l_1 \cdot N_1, n_2 + l_2 \cdot N_2)$; l_1, l_2 – целые числа, с фундаментальным периодом $SA_{N_1 \times N_2}$: $SA_{N_1 \times N_2} := \{ (n_1, n_2) : n_1 = \overline{0, N_1 - 1}, n_2 = \overline{0, N_2 - 1} \}$. Отметим, что 2-D ДВПФ является чисто теоретическим понятием цифровой Фурье – обработки двумерных сигналов, которое для двумерного сигнала $x(m, n)$ с фундаментальным периодом размерностью $N_1 \times N_2$ может быть аппроксимировано путем вычисления 2 D ДПФ сигнала с фундаментальным периодом размерностью

$$L_1 \times L_2 : x_1(m, n) = \begin{cases} x(m, n); & m = \overline{0, N_1 - 1}; n = \overline{0, N_2 - 1} \\ 0; & m = \overline{L_1 - N_1 - 1, L_1 - 1}; n = \overline{L_2 - N_2, L_2 - 1} \end{cases}$$

2. Основной раздел

Анализ теоретических основ дискретной двумерной обработки сигналов на базе преобразований Фурье позволил сделать следующие важные выводы. Во-первых, двумерное дискретное преобразование Фурье следует понимать как двумерный дискретный ряд Фурье, из свойств которого во многом вытекают свойства 2-D ДПФ. Во-вторых, свойства двумерного ДПФ (как и свойства одномерного ДПФ) являются математически точными, и не могут трактоваться как аппроксимация свойств непрерывного преобразования Фурье (НПФ). В-третьих, теория двумерной обработки дискретных сигналов на основе двумерного дискретного преобразования Фурье является теорией двумерной Фурье - обработки конечных двумерных дискретных сигналов. Проведенный анализ позволил выявить (сформулировать) следующие основополагающие и взаимоувязанные ее аксиоматические положения (постулаты) данной теории:

- Определение двумерных дискретных сигналов на конечной опорной области – фундаментальном периоде, задаваемом вертикальным и горизонтальными периодами.

- Определение сдвига двумерного дискретного сигнала в виде циклической перестановки его отсчетов на конечной опорной области. Циклическая перестановка пространственных и пространственно-частотных отсчетов двумерного дискретного сигнала, может быть представлена периодическим продолжением его пространственных и пространственно-частотных отсчетов.
- Определение полной базисной системы в виде системы двумерных дискретных экспоненциальных функций.

Конечность, периодичность и дискретность последовательностей в пространственной и пространственно-частотной областях приводит к появлению новых свойств 2-D ДПФ, которые отсутствуют в непрерывных преобразованиях Фурье, а также видоизменению для дискретного случая некоторых понятий Фурье – обработки непрерывных сигналов (например, сдвиг, свертка и корреляция являются не линейными, а циклическими операциями). В тоже время при Фурье – обработке 2-D сигналов, разработке и моделировании изопланатических систем нам нужна линейная 2-D свертка (линейная 2-D корреляционная функция). Метод, позволяющий с помощью циклической свертки получить линейную свертку (корреляцию) двумерных дискретных сигналов, это операция дополнение сворачиваемых дискретных сигналов нулевыми отсчетами по специальному алгоритму. Различие между линейной и циклической корреляционными функциями двумерного финитного единичного сигнала; $x(n_1, n_2) = \begin{cases} 1; & \forall n_1 = \overline{0, N_1 - 1}; \forall n_2 = \overline{0, N_2 - 1} \\ 0; & \forall n_1 \geq N_1; \forall n_2 \geq N_2 \end{cases}$ проиллюстрированы на рис.1 и 2.

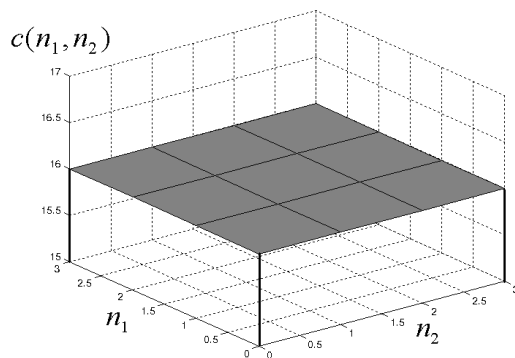


Рис. 1. Циклическая 2-D корреляционная функция финитного единичного 2-D сигнала

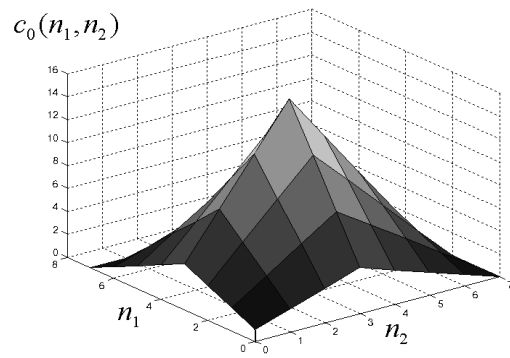


Рис. 2. Циклическая 2-D корреляционная функция финитного единичного 2-D сигнала дополненного нулями

3. Заключение

Спектр методов дискретной Фурье - обработки финитных двумерных сигналов, основанных на дополнении сигналов нулевыми отсчетами, значителен, их приложения в различных предметных областях обширны, а результативность методов доказана временем. Однако, и это следует подчеркнуть, для повышения эффективности методов этой группы необходимы исследования по поиску подходов и разработке методов и алгоритмов сокращения объема памяти и вычислительных затрат, вызванных проведением непроизводительных операций с нулевыми отсчетами сигналов.

Список литературы

1. Cooley, J. and Tukey, J. "An Algorithm for the Machine Calculation of Complex Fourier Series," Math. Comput., Vol. 19, No. 90, Apr. 1965, pp. 297–301. DOI: 10.2307/2003354.
2. Rabiner, L. R. and Gold, B. Theory and Application of Digital Signal Processing, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1975, p. 367.
3. Oppenheim, A. V., and Schaffer, R. W. Discrete-Time Signal Processing, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 2009, p. 1120.
4. Пономарева О.В., Пономарев А.В., Смирнова Н.В. Цифровизация измерений спектров в базисе Фурье – тенденции развития и проблемы // Приборы и методы измерений. 2019. № 3, С. 271-280. DOI:21122/2220-95062-2019-10-3-271-280
5. Пономарев А.В. Основы теории двумерной цифровой обработки сигналов в базисах Фурье с варьируемыми параметрами // Цифровая обработка сигналов. 2019. №2. С. 12-20.

Снижение пик-фактора сигналов DRM+ на основе глубокого клиппинга с адаптивно изменяемыми параметрами

Морозов К. Ю.

АО «Самарское инновационное предприятие радиосистем»
г. Самара, 443022, пр. Кирова, 26, Российская Федерация
mky@siprs.ru

Аннотация: В данной работе предложен модифицированный алгоритм снижения пик-фактора, основанный на глубоком клиппинге с адаптивно изменяемыми параметрами. Проведены сравнительные исследования метода классического клиппинга и предложенного алгоритма, показана высокая эффективность последнего. Полученные результаты позволяют повысить коэффициент полезного действия (КПД) радиовещательных передатчиков стандарта DRM+.

1. Введение

Модификация стандарта DRM [1] под названием DRM+ для использования в диапазоне от 30 до 300 МГц была представлена в 2007 году. Проведенные натурные испытания показали перспективность использования системы DRM+ и позволили рекомендовать ее в качестве замены аналогового ЧМ-радиовещания.

Поскольку система DRM+ относится к классу систем с OFDM модуляцией, важной проблемой системы являются высокие значения пик-фактора, обусловленные суммированием многочисленных поднесущих символа OFDM со случайной фазой и амплитудой, что, в свою очередь, приводит к сильным нелинейным искажениям в радиочастотных узлах. В связи с этим, для обеспечения высоко-го КПД передатчика необходимо применение тех или иных методов снижения пик-фактора. Следует отметить, что не все методы снижения пик-фактора применимы для стандарта DRM+, а существующие методы не позволяют в полной мере устранить данную проблему. В связи с этим, актуальной задачей является разработка модифицированного алгоритма формирования сигнала DRM+ со сниженным пик-фактором.

2. Модифицированный алгоритм

Предлагаемый автором модифицированный алгоритм снижения пик-фактора основан на глубоким клиппинге с адаптивно изменяемыми параметрами, поскольку в современных модуляторах стандарта DRM+ формирование высокочастотного сигнала осуществляется напрямую в квадратурном модуляторе из сигналов основной полосы (baseband) I и Q . Все цифровые обработки указанных сигналов с целью снижения пик-фактора также выполняются в основной полосе, до квадратурного модулятора.

Амплитудная характеристика клиппинга $f(x)$ применительно к амплитуде комплексного сигнала в общем случае может быть представлена выражением:

$$f(x) = \begin{cases} |x|, & |x| \leq A, \\ A + k \cdot (|x| - A), & |x| > A, \end{cases} \quad (1)$$

где x – комплексный OFDM сигнал в основной полосе ($x = I + jQ$); $|x|$ – амплитуда комплексного OFDM сигнала; A – заданный уровень клиппинга; k – коэффициент наклона характеристики.

При $k < 0$ выражение (1) определяет функцию глубокого клиппинга. При $k = 0$ выражение (1) вырождается в функцию классического клиппинга с фиксированным порогом ограничения A . При $0 < k < 1$ выражение (1) определяет функцию клиппинга со сглаживанием, когда амплитуда исходного сигнала при превышении порога A ограничивается не жестко. Амплитудная характеристика клиппинга при амплитуде входного сигнала больше A в данном случае представляет собой возрастающую прямую с углом наклона пропорциональным k . При $k = 1$ входной сигнал не подвергается ограничению. Значения k больше 1 для целей клиппинга не пригодны.

Сигналы основной полосы после клиппинга I' и Q' определяются с помощью следующих соотношений:

$$I' = I \cdot \frac{f(x)}{|x|}, \quad (2)$$

$$Q' = Q \cdot \frac{f(x)}{|x|}. \quad (3)$$

Коэффициент клиппинга CL определяется выражением:

$$CL = \frac{A}{x_{\text{свз}}}, \quad (4)$$

где $x_{\text{свз}}$ – среднеквадратичное значение амплитуды комплексного OFDM сигнала в основной полосе.

В ходе исследований символы OFDM тестового сигнала DRM+ подвергались клиппингу согласно выражениям (1) – (3) с последующей фильтрацией внеполосных составляющих. При этом производился поиск оптимального соотношения параметров A , k и уровня фильтрации для каждого отдельного символа OFDM. В качестве критерия эффективности использовался максимум подавления пик-фактора при нахождении уровня внеполосных излучений и MER в границах установленных норм, определенных в предыдущем разделе. Все расчеты и алгоритмы настоящих исследований реализованы на программном обеспечении собственной разработки в среде C#. Значения PAPR в приведенных ниже таблицах пересчитаны для высокочастотного сигнала, т.е. увеличены на 3 дБ относительно PAPR сигнала основной полосы.

3. Результаты исследований

Далее, рассмотрим некоторые результаты исследований. В таблице 1 приведены усредненные по 1000 OFDM символов результаты расчета PAPR при глубоком клиппинге сигнала DRM+ для оптимальных соотношений коэффициентов CL и k из выражений (4) и (1), соответственно.

Таблица 1.

CL	k	PAPR сигнала до клиппинга, дБ	PAPR сигнала после клиппинга и фильтрации, дБ	Уровень подавления PAPR, дБ	MER сигнала после клиппинга и фильтрации, дБ
1,6	–0,2	14,2	9,20	5,00	21,4
1,7	–0,5	14,2	8,84	5,36	21,4
1,8	–1,0	14,2	9,03	5,17	21,0

Как видно из приведенных результатов исследований, наибольший уровень подавления PAPR при глубоком клиппинге составил 5,36 дБ при MER не хуже 21 дБ и нахождении внеполосных излучений в границах установленных норм. Таким образом, глубокий клиппинг по сравнению с классическим клиппингом дает выигрыш по PAPR на 0,83 дБ.

Сравнительные результаты исследований использования классического клиппинга и предложенного модифицированного алгоритма применительно к сигналу DRM+ приведены в таблице 2.

Таблица 2.

Модуляция несущих	Уровень подавления PAPR, дБ	
	Классический клиппинг с фильтрацией	Модифицированный алгоритм с адаптацией параметров
4-QAM	4,53	5,92
16-QAM	4,47	5,88

Как видно из таблицы 2, алгоритм глубокого клиппинга с адаптивным подбором параметров по сравнению с классическим клиппингом дает выигрыш в PAPR примерно на 1,4 дБ.

4. Заключение

В результате исследования выявлены и приведены зависимости влияния параметров клиппинга на эффективность снижения пик-фактора сигнала DRM+, а также их влияние на характеристики сигнала.

Предложен модифицированный алгоритм формирования сигнала DRM+ со сниженным пик-фактором на основе глубокого клиппинга с адаптивной подстройкой параметров. Сравнение алгоритма классического клиппинга с предложенным алгоритмом показало достаточно высокую эффективность последнего, что позволяет рекомендовать его к применению в современных модуляторах стандарта DRM+.

Список литературы

1. ГОСТ Р 54462–2011 Система цифрового радиовещания DRM. Требования и параметры.

Особенности технологического цикла управления многоспутниковыми орбитальными группировками

Волков С.А., Потюпкин А.Ю., Сергеев А.С., Тимофеев Ю.А.

АО «Российские космические системы»

г.Москва 111250

timofeev_ua@spacecorp.ru

Аннотация: В докладе рассматривается задача управления многоспутниковыми орбитальными группировками в условиях ограниченности ресурсов управления и особенности технологического цикла управления.

Управление космическими объектами представляет собой сложный технологический процесс, который принято представлять в виде технологического цикла управления (ТЦУ). Структура ТЦУ определяется типом управляемого объекта, его целевым предназначением и комплексом задач, решаемых в рамках командно-программного (КПО), информационно-телеметрического (ИТО), навигационно-баллистического (НБО) и частотно-временного обеспечения (ЧВО). Существующая технология управления основана на обслуживании каждого КА в отдельности с «жестким» контролем его работоспособности, занимаемой орбитальной позиции, требованием по возможности немедленного парирования возникающих отклонений. Даже при немногочисленной орбитальной группировке (ОГ) (в настоящее время в РФ около 170 КА на орбите) такой подход приводит к высокой загруженности наземного комплекса, выполняющего до 2 тысяч сеансов управления в сутки.

Вместе с тем, анализ тенденций развития космических объектов свидетельствует о том, что ведущей является тенденция развития системного эффекта, в рамках которой происходит переход от отдельных КА к космическим системам (КС), вплоть до систем, насчитывающих сотни и тысячи КА, как например, Starlink компании SpaceX, или т.н. мегагруппировок. Создание таких систем предполагает и существенные изменения в технологии управления, в противном случае наращивание ОГ до нескольких сотен КА при традиционной технологии может привести к коллапсу системы управления.

Предлагается иерархическая структура задач управления многоспутниковыми ОГ, на верхних уровнях которой вводятся задачи управления системным и целевым эффектами КС. Общая задача управления системным эффектом включает в себя следующие частные задачи: управление целевым эффектом, орбитальной структурой, численностью орбитальной группировки, ресурсами системы, сетью передачи данных, орбитальной вычислительной сетью GRID. Особенностью управления сложной многоспутниковой группировкой является развитие методов управления на основе принципов гомеостаза, позволяющей обеспечить устойчивое функционирование ОГ как сложной системы. Исходя из этого, получает новое содержание весь ТЦУ такой группировкой. Приводится содержание новых задач по видам информационного обеспечения управления: КПО, НБО, ИТО и ЧВО, для нового объекта управления. Сделан вывод о необходимости разработки практических методов управления системным эффектом многоспутниковой ОГ при ограниченности ресурсов управления.

В целом реализация проектов создания многоспутниковых ОГ, в частности, анонсированного проекта космической инфраструктуры «Сфера», возможна при условии успешного решения задачи управления нового класса – управление системным эффектом многоагентной системы при ограниченности ресурсов управления.

Список литературы

1. В.В. Бетанов, С.А. Волков, Н.С. Данилин, А.Ю. Потюпкин, А.С. Селиванов, Ю.А. Тимофеев, Проблемные вопросы создания многоспутниковых орбитальных группировок на базе малоразмерных космических аппаратов // Научно-технический журнал «Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы», 2019, том 6, выпуск 3.

Исследование методов кластеризации в сетях MANET¹

¹ Волков А.С., ² Муратчаев С.С.

Национальный исследовательский университет «МИЭТ»

Кафедра «Телекоммуникационные системы»

пл. Шокина, 1, Зеленоград, Москва, 124498 Россия

¹leshvol@mail.ru, ²said.muratchaev@gmail.com

Аннотация: В данной работе представлены методы кластеризации с последующей реализацией в сетях MANET. Базовые принципы взяты из существующего протокола маршрутизации ZRP основанным на групповой маршрутизации. Имитационные моделирования проводились в среде Network Simulator-3 и MATLAB. На основе полученных результатов удалось выявить целесообразность применения кластеризации в существующих протоколах маршрутизации в беспроводных сетях MANET.

1. Введение

В настоящее время, иерархические MANET сети широко применяются в различных задачах области интернета вещей, концепции умного дома, индустриальный интернет вещей, спасательные и исследовательские миссии. Основные проблемы в сетях MANET связаны именно с пропускной способностью, ограниченным зарядом батареи на мобильных устройствах, общая среда передачи данных и проблемы маршрутизации, а именно поиск оптимального маршрута.

Одним из возможных решений проблемы общей среды и поиска маршрута, является применение методов кластеризации, для объединения узлов в группы, и последующим взаимодействием не узлами, а кластерами. Методы кластеризации при правильной интеграции в процесс построения маршрута помогут повысить показатели пропускной способности сети и количества доставленных пакетов. На основе полученного анализа было проведено имитационно моделирование протокола ZRP и методов кластеризации с последующей оценкой полученных результатов.

2. Методы кластеризации в сетях MANET

Разработка имитационной модели основана на работе протокола ZRP (zone reactive protocol). ZRP– протокол зонной маршрутизации, относится к группе гибридных протоколов [1]. Данный протокол маршрутизации основан на двух семействах протоколов: IARP [2] (протоколы маршрутизации внутри зоны) и IERP (протоколы межзональной маршрутизации). IARP представляет собой семейство проактивных протоколов маршрутизации состояний канала с ограниченной глубиной. Для определения зоны и заполнения таблицы маршрутизации протокола IARP, используется метод объединения узлов по радиусу зоны.

Для общения узлов между группами, используется семейство протоколов IERP [3], которые предлагают расширенные возможности по обнаружению маршрутов и их обслуживанию, на основе локального подключения, отслеживаемого IARP. Для обнаружения и общения группами узлов, вместо широковещательных пакетов реактивных протоколов маршрутизации, используются протоколы пограничного вещания (BRP) и протоколы обнаружения соседей (NDP).

Для определения возможных методов кластеризации в сети MANET, было введено условие, что для применения алгоритмов кластеризации, могут использоваться такие параметры точек, как: радиус видимости узлов, количество объектов в области их видимости [4]. Данным условиям соответствуют такие методы кластеризации, как: модель связанности и модель плотности. В качестве анализируемых методов кластеризации, были выбраны такие алгоритмы, как: алгоритм кластеризация по компонентам связности, DBSCAN.

Основные этапы моделирования:

- Формирование узлов и их определение;
- Определение соседних узлов;
- Объединение узлов в группы, с использованием методов кластеризации;
- Определение главного узла и метрики зоны;
- Определение пограничных узлов;
- Определение соседних кластеров;
- Передача сообщений;
- Обновление таблиц маршрутизации.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-37-90095.

На рис. 1 показаны результаты моделирования имитационной модели протокола ZRP с различными методами кластеризации.

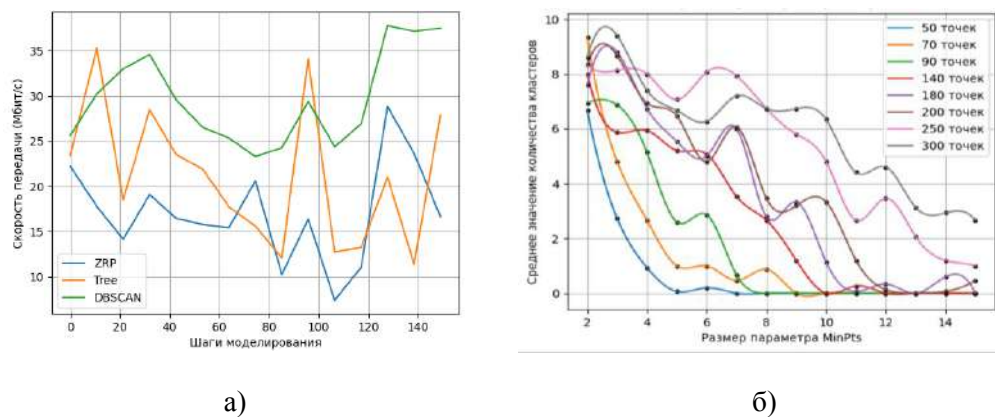


Рис 1. Результаты моделирования методов кластеризации, а) скорость передачи с применением алгоритма кластеризации DBSCAN; б) среднее значение количества кластеров

По результатам моделирования на рис. 1б, было выявлено, что при увеличении параметра MinPts, также уменьшается среднее количество кластеров. Данный показатель является обратной зависимостью, к среднему количеству точек в кластере. Увеличение параметра MinPts, при фиксированном радиусе видимости, приводит к уменьшению количества кластеров. Также результаты показали, что метод кластеризации DBSCAN заметно выигрывает в показателях скорости в сравнении с другими методами.

3. Заключение

В данной работе было проведено имитационное моделирование для протокола ZRP, при изменении параметров кластеризации, а также параметров топологии сети. По результатам моделирования, были получены и проанализированы выходные статистические данные.

На основе полученных результатов были выявлены следующие зависимости: показатель скорости передачи с использованием алгоритма кластеризации DBSCAN 50% выше показателей скорости передачи с использованием стандартного алгоритма группирования протокола ZRP, показатели задержки снизились на 21%. При использовании кластеризации по компоненте связности, скорость передачи пакетов возросла на 12%, задержка пакетов уменьшилась на 22% по сравнению с применением стандартного алгоритма разбиения узлов на зоны протокола передачи ZRP.

Список литературы

1. Xijie Z., Chunxiu X., Jiaqi X. Hierarchical ZRP's performance vs ZRP's performance in MANET //2015 IEEE International Conference on Communication Software and Networks (ICCSN). – IEEE, 2015. – С. 423-426.
2. Benni N. S., Manvi S. S., Anup T. H. A performance study of hybrid routing protocols for variation of nodes in wireless Mesh Networks //2015 International Conference on Communications and Signal Processing (ICCSP). – IEEE, 2015. – С. 1366-1369.
3. Malwe S. R., Rohilla S., Biswas G. P. Location and selective-broadcast based enhancement of zone routing protocol //2016 3rd International Conference on Recent Advances in Information Technology (RAIT). – IEEE, 2016. – С. 83-88.
4. Kulkarni S. B., Yuvaraju B. N. Trust value updation algorithm for multicast routing algorithm for cluster based MANET //2017 International Conference on Wireless Communications, Signal Processing and Networking (WiSPNET). – IEEE, 2017. – С. 1246-1249.

Разработка алгоритма управления концентратора данных автоматизированной системы мониторинга окружающей среды¹

¹ Волкова Е.А., ² Севрюкова Е.А., ³ Муратчаев С.С

Национальный исследовательский университет «МИЭТ»

Кафедра «Телекоммуникационные системы»

пл. Шокина, 1, Зеленоград, Москва, 124498 Россия

¹eavolkova2015@mail.ru, ²melaly@mail.ru, ³said.muratchaev@gmail.com

Аннотация: В данной работе рассмотрен принцип работы сервера обработки данных системы «АСМОС», определен алгоритм обработки данных и измерения энергоэффективности работы конечных устройств. Алгоритм собирает, сортирует и анализирует данные, поступающие с агрегаторов сенсорных устройств. В зависимости от динамики параметров изменяется конфигурация агрегатора данных для достижения наибольшей энергоэффективности и снижения энергопотребления.

1. Введение

Интернет вещей стал одним из важных направлений для телекоммуникаций и систем связи. LoRaWAN [1] позволяет просто и эффективно создавать огромные системы для устройств, которым не нужна передача аудио/видеосигналов. Система «АСМОС» – это автономная система мониторинга окружающей среды, собирающая и анализирует данные с большого количества конечных устройств, которые оснащены датчиками загрязнения окружающей среды.

2. Принцип работы системы «АСМОС»

Конечные устройства передают сигнал на базовую станцию, которая является шлюзом с приемной антенной. Данные устройства работают по протоколу LoRaWAN. Далее шлюз отправляет сообщения в формате JSON по протоколу HTTP [2]. Данные передаются на сервер, где происходят основные операции по анализу полученной информации. Сервер записывает полученные параметры в базу данных SQL, где происходит деление на экологический или метеорологический параметр. Логгер на конечном устройстве отправляет данные с периодом, заданным специалистами в области экологии и метеорологии по методикам измерений. На рис. 1 представлена схема системы «АСМОС».



Рис 1. Схема системы «АСМОС»

3. Алгоритм анализа эффективности и управления логгера

В базе данных данные представлены в формате: параметр и его значение, время получения значения [3]. Для анализа эффективности передачи данных необходим алгоритм для обработки и подготовки данных, который высчитывает изменения параметра ΔP и период ΔT , через который приходят измерения [4]. Оба параметра в дальнейшем будут использоваться при анализе, так как показывают динамику изменений параметров и сигнализируют об необходимости изменять период измерений.

Первый операционный блок выполняет подсчет изменения параметра в процентах. Далее происходит сравнение с процентом допустимого изменения параметра, которое определяется методиками экологов и метеорологов, в среднем это значение от 10 до 50 %. Если изменение отклоняется от нормы в большую сторону, то необходимо уменьшить стандартный период T_0 снятия показаний датчиков, таким образом получая данные об изменении параметра с ускоренным интервалом. В противном случае, если параметр почти не изменился, то T_0 нужно увеличить, чтобы оптимизировать работу системы и улучшить энергоэффективность, передавая данные с замедленным интервалом. На рис. 2 представлен алгоритм анализа эффективности работы логгера.

¹ Работа выполнена при поддержке Центра НТИ «Сенсорика» в НИУ МИЭТ НОЦ РЦСС



Рис 2. Алгоритм анализа эффективности работы логгера

3. Заключение

В результате проведенных исследований были найдены решения по улучшению энергоэффективности системы, разработан алгоритм для сервера, который в реальном времени корректирует период снятия показаний на конечных устройствах. В условиях моделирования данный алгоритм позволяет увеличить энергоэффективность системы в 1.5 раз, а так же уменьшить размер передаваемых данных до 3 раз (в зависимости от количества датчиков в подсоединенных к логгеру) по сравнению со стандартными решениями в которых отсутствует адаптивный алгоритм управления.

Список литературы

1. Petrariu A. I., Lavric A., Coca E. LoRaWAN Gateway: Design, Implementation and Testing in Real Environment //2019 IEEE 25th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME). – IEEE, 2019. – С. 49-53.
2. Hadiatna F. et al. Design and implementation of data logger using lossless data compression method for Internet of Things //2016 6th International Conference on System Engineering and Technology (ICSET). – IEEE, 2016. – С. 105-108.
3. Hadi M. S. et al. Self Energy Management System for Battery Operated Data Logger Device Based on IoT //2019 International Conference on Electrical, Electronics and Information Engineering (ICEEIE). – IEEE, 2019. – Т. 6. – С. 133-138.
4. Prinyakupt J., Roongprasert K. Verification Device for Temperature and Relative Humidity Inside the Infant Incubator via IoT //2019 12th Biomedical Engineering International Conference (BMEiCON). – IEEE, 2019. – С. 1-6.

Результаты экспериментального исследования излучающих структур на основе киральных метаматериалов

¹ Бузов А.Л., ² Кабанов В.А., ¹ Копылов Д.А., ¹ Нещерет А.М.

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 работе приведены результаты экспериментального исследования излучающих структур на основе киральных биизотропных и бианизотропных метаматериалов. Показано, что на резонансных частотах киральной структуры происходит эффект кросс-поляризации падающего поля в результате которого, изменяется поляризация волны. Показано также, что использование таких структур позволяет на некоторых частотах увеличить развязку между излучателями.

1. Введение

Одним из перспективных подходов к улучшению характеристик антенн является использование в их конструкции искусственных материалов - метаматериалов, обладает электрофизическими свойствами, нехарактерными для природных материалов [1]. Использование метаматериалов в антенной технике позволяет улучшить их характеристики [2,3].

Большой интерес вызывает анализ таких излучающих структур на основе метаматериалов, путём использования реальных макетов и прототипов. К сожалению, в отечественной литературе существует не так много работ, направленных именно на экспериментальные исследования метаматериалов. Помимо этого, возникает также задача верификации результатов, полученных теоретическими методами.

2. Макеты излучающих структур

В целях проведения экспериментальных исследований было изготовлено четыре макета кирального метаматериала, выполненного на основе лево- и правовинтовых спиралей (рис. 1).

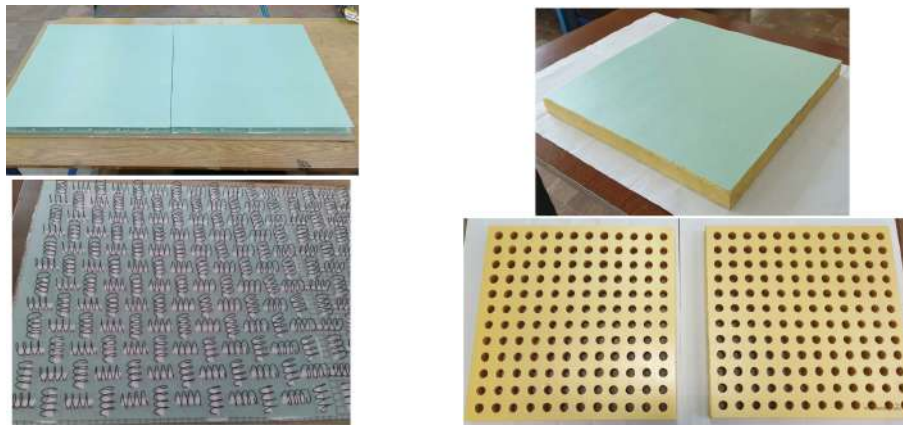


Рис. 1. Макеты кирального метаматериала

Два макета биизотропного кирального метаматериала (слева), представляющих собой две диэлектрические пластины из полистирола между которыми равномерно распределены и хаотически ориентированы лево - (макет 1) и правовинтовые спирали (макет 2). Другие два макета представляют собой бианизотропный киральный метаматериал (справа), выполненных из диэлектрика, в котором равномерно распределены и одинаково ориентированы лево- (макет 3) и правовинтовые спирали (макет 4). Каждый макет был выполнен из 144 спиралей. Лево- и правовинтовые четырёхвитковые спирали, высотой 40 мм и радиусом 10 мм, были изготовлены из меди.

3. Методика проведения эксперимента

Для измерения характеристик излучающих структур на основе киральных метаматериалов были использованы две антенны, настроенные на частоту f_1 . Одна антенна представляла собой полуволновый симметричный вибратор, ориентированный параллельно земле, другая антенна - турни-

кетный излучатель с рефлектором и одним директором. Такой выбор антенн обусловлен необходимостью проведения измерений для трёх случаев: сонаправленная ориентация антенн, ортогональная ориентация антенн и когда антенна ориентирована под углом 45° .

Измерения производились с помощью измерителя комплексных коэффициентов передачи и отражения Obzor-804/1 (S-параметры, являющиеся элементами матрицы рассеяния). Была выполнена предварительная калибровка прибора.

Были произведены измерения S-параметров для нескольких вариантов излучающих структур. В данной работе приведены результаты для варианта, когда макет кирального метаматериала находится под симметричным вибратором, т.е. является подложкой.

4. Результаты исследований

На рис. 2 (слева) показан макет излучающей структуры на основе бианизотропного кирального метаматериала с односторонней металлизацией. На рис. 2 (справа) приведены зависимости модуля комплексного коэффициента передачи от частоты для случая, когда в качестве передающей антенны выступает излучающая структура. При этом приёмная антенна представляет собой вертикально ориентированный симметричный полуволновый вибратор. Зависимости коэффициента передачи приведены для случаев: свободного пространства (free space), подложки из диэлектрика с односторонней металлизацией (metall), подложки из бианизотропного метаматериала с односторонней металлизацией (BianRm) и подложки из биизотропного кирального метаматериала на основе правовинтовых спиралей с односторонней металлизацией (BiizRm).

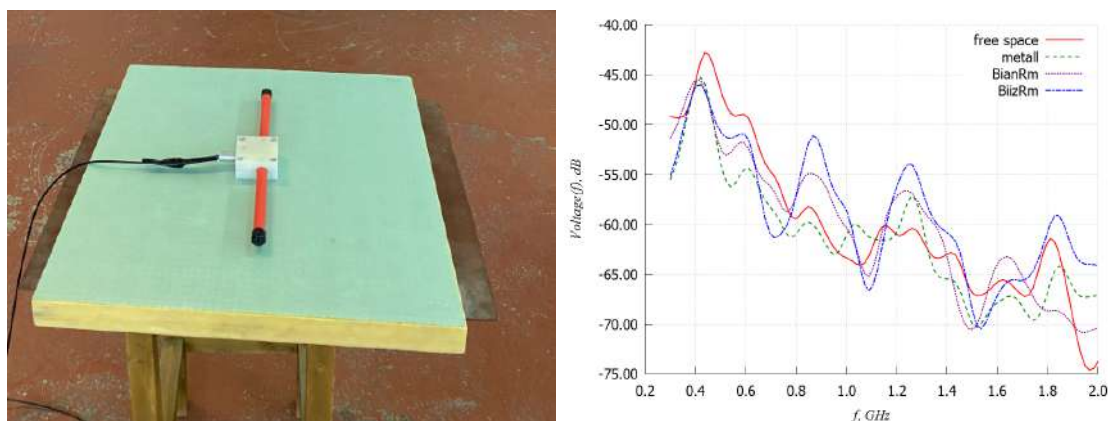


Рис. 2. Зависимости коэффициента передачи излучающих структур с бианизотропной и биизотропной киральными подложками

Из рис. 2 видно, что при использовании излучающих структур на основе киральных метаматериалов на некоторых частотах происходит увеличение напряжённости в приёмной антенне. Это свидетельствует о том, что за счёт вклада переизлучённого поля от киральной подложки в итоговое поле появляются дополнительные компоненты и волна становится эллиптически поляризованной. В свою очередь, исходя из данных результатов, можно предположить, что подобная структура позволяет излучать/принимать электромагнитные волны в азимутальных направлениях.

5. Заключение

Таким образом, в работе приведены результаты измерения ряда макетов с различным положением киральных структур, а также различной ориентацией антенн. Установлено, что на резонансных частотах киральной структуры происходит эффект кросс-поляризации падающего поля в результате которого, изменяется поляризация волны. Кроме того, показано, что использование таких структур позволяет увеличить развязку между излучателями, что может оказаться полезным при обеспечении электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств.

Список литературы

1. Неганов В.А., Осипов О.В. Отражающие, волноведущие и излучающие структуры с киральными элементами. М.: Радио и связь, 2006. 280 с.
2. Бузов А.Л., Клюев Д.С., Нещерет А.М. Возможности совершенствования антенной техники путем использования киральных метаматериалов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2018. – № 3. – т. 21–С. 66–72.
3. Бузов А.Л., Клюев Д.С., Копылов Д.А., Нещерет А.М. Математическая модель двухэлементной микрополосковой излучающей структуры с подложкой из кирального метаматериала // Радиотехника и электроника. – 2020. – № 4. – т. 65. – С. 380 – 387.

Реконфигурируемые микрополосковые антенные системы

Обуховец В.А.

Южный федеральный университет
г. Ростов-на-Дону, 344006, Российская Федерация
vaobuhovec@sfedu.ru

Аннотация: В работе представлены результаты исследований ряда конструкций отдельных излучателей и антенных решеток, в состав которых включены управляемые элементы, позволяющие изменять электрические размеры, конфигурацию или схему соединений элементов. Проведено моделирование характеристик антенн с регулируемоими направленными, частотными и поляризационными характеристиками, а также реконфигурируемых частотно-селективных экранов и отражательных антенных решеток.

1. Введение

Число публикаций, посвященных реконфигурируемым антенным системам, резко возросло в последние годы. Это связано со значительно более расширенными функциональными возможностями реконфигурируемых антенн и практической потребностью разработки [1, 2] многодиапазонных антенн, антенн с управляемой поляризацией и изменяемой ЭПР. Совмещение в одном раскрыве устройств, способных решать различные функциональные задачи, позволяет снизить массогабаритные параметры, энергопотребление и материальные затраты. Принципы реконфигурирования в целом ряде случаев приводят к разработке принципиально новых устройств [3]. Идеи создания реконфигурированных антенн возникли достаточно давно, но отсутствие быстродействующих СВЧ переключателей с малыми энергозатратами и технологий изготовления не способствовали прогрессу в данной области. Появление *p-i-n*-диодов, *MEMS* – структур, управляемых жидкокристаллических элементов, автоматизированных систем проектирования и изготовления микрополосковых антенн позволило решать проблемы создания новых систем мобильной связи [4 - 7], систем когнитивного радио [8], радиолокационных сенсоров и др.

2. Функционально ориентированные антенные системы

В настоящей работе исследованы три группы реконфигурируемых антенных систем. Первая группа объединяет конструкции отражательных антенных решеток, в которых функции излучателя и фазовращателя объединены в едином излучающем элементе, представляющем собой реконфигурируемую антенну. В такой антенне применение управляемых элементов (*p-i-n* - диодов или *MEMS* - структур при подаче на них управляющих напряжений обеспечивает изменение электрических размеров или конфигурации излучателя. Топология печатного излучателя, его размеры, количество управляемых элементов и их размещение выбираются так, чтобы обеспечить максимально возможное приближение к линейному закону изменения фазы с требуемым дискретным приращением задержки при переключении диодов. Переключение диодов должно осуществлять регулировку фазы поля рассеяния в максимально широких пределах (до 360 градусов). Для получения устойчивого решения зависимость фазовой задержки от номера включенного диода не должна иметь резких перепадов значений.

Для поля линейной поляризации возможно применение несложных излучателей дипольного типа [9] с щелевым вырезом (рис. 1) или разомкнутым реактивным шлейфом.

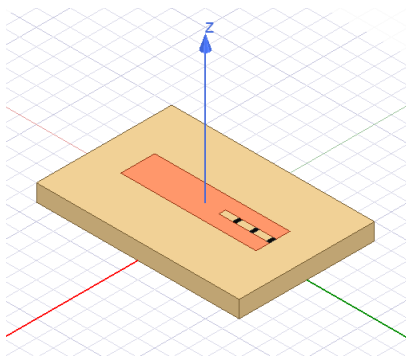


Рис.1. Антенна дипольного типа

Рис. 2. Кольцевой элемент отражательной решетки

Подача управляющего напряжения на отдельный диод изменяет электрическую длину такой антенны, а, следовательно, и фазу отраженного поля.

Регулировку фазовой задержки отраженного от решетки поля круговой поляризации целесообразно реализовать при помощи излучателей спирафазного типа [3]. Известно достаточно большое количество разнообразных антенн подобного рода. Наибольшей простотой обладают излучатели в виде кольцевых или спиральных структур. Пример такого излучателя в виде восьмигранного микрополоскового элемента с диодами приведен на рис. 2.

Поскольку плоские спиральные антенны обладают хорошими диапазонными свойствами, исследование спирафазных реконфигурируемых антенн на их основе представляет повышенный интерес. На рис. 3 показан излучатель этого типа, у которого путем переключения диодов можно уменьшать или увеличивать электрическую длину последнего витка, создавая тем самым эффект виртуального «поворота» спирали для управления фазой отраженного сигнала. Зависимость фазы коэффициента отражения от номера включенного диода показана на рис. 4.

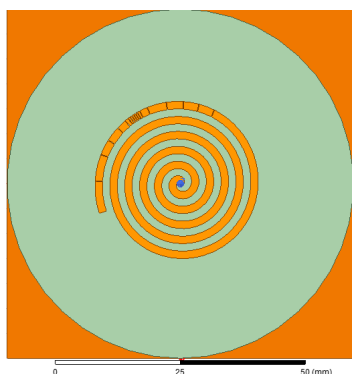


Рис. 3. Спиралфазный излучатель

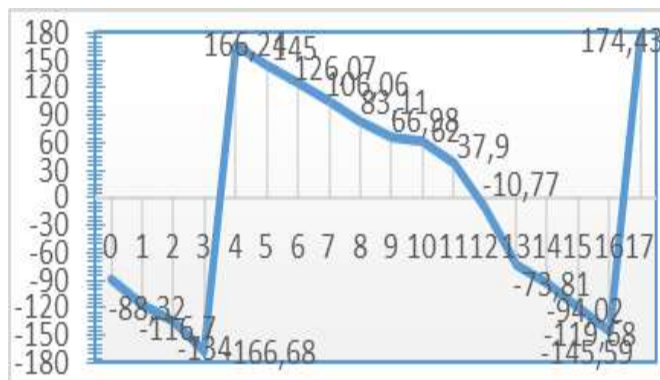


Рис. 4. Зависимость фазы от номера диода

В докладе приведены также результаты исследования и других реконфигурируемых антенн для двухдиапазонных систем связи и систем с переключаемой поляризацией поля [10].

3. Заключение

Развитие технологии автоматизированного проектирования и производства микрополосковых СВЧ устройств и антенн обеспечило широкий простор для творчества разработчиков и открыло возможности создания реконфигурируемых антенных систем. Представленные результаты моделирования нескольких вариантов реконфигурируемых антенн различного назначения подтверждают этот вывод.

Список литературы

- Haider N., Caratelli D., Yarovoy A.G. Recent developments in reconfigurable and multiband antenna technology // International Journal of Antennas and Propagation. 2013. T. |Article ID 869170 | C. 14. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://doi.org/10.1155/2013/869170>.
- Christodoulou C.G., Tawk Y., Lane S.A., Scott R. Reconfigurable Antennas for Wireless and Space Applications // Proceedings of the IEEE. T. 100, № 7. C. 2250-2261.
- Касьянов А.О., Обуховец В.А. Реконфигурируемые антенны на основе дифракционных решеток // 24-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2014 (Севастополь, 7—13 сент. 2014 г.). 2014. С. 451-452.
- Singh T., Ali K.A., Chaudhary H., Phalswal D.R., Gahlaut V., Singh P.K., Singh T., Design and analysis of reconfigurable microstrip antenna for cognitive radio applications // Wireless Personal Communications. 2018. T. 98. C. 2163-2185.
- Fakharian M.M., Rezaei P., Orouji A.A. Reconfigurable multiband extended U-slot antenna with switchable polarization for wireless applications // Antennas and Propagation Magazine. 2015. T. 57, № 2. C. 194-202.
- Aghdam S.A. Reconfigurable Antenna With a Diversity Filtering Band Feature Utilizing Active Devices for Communication Systems // IEEE Transactions on antennas and propagation. 2013. T. 61, № 10. C. 5223-5228.
- Saravanan M., Rangachar M.J.S. Design of Pin Loaded Reconfigurable Patch Antenna for Wireless Communications // ACES Journal. 2019. T. 34, № 10. C. 1535-1541.
- Valizade A., Rezaei P., Orouji A.A. Design of reconfigurable active integrated microstrip antenna with switchable low-noise amplifier/power amplifier performances for wireless local area network and WiMAX applications // IET Microwave Antennas and Propagation. 2014. C. 1–10. [Электронный ресурс]. Режим доступа: doi: 10.1049/iet-map.2014.0704.
- Касьянов А.О., Обуховец В.А. Фазирование излучателей микрополосковых отражательных решеток // 24-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2014 (Севастополь, 7—13 сент. 2014 г.). 2014. С. 453-454.
- Касьянов А.О., Обуховец В.А., Суматохин К.В. Управляемые твист-рефлекторы на основе реконфигурируемых микрополосковых решеток // Антенны. 2013, №10. С.29-37.

Широкополосный микрополосковый фазовращатель для антенных решеток базовых станций

¹ Остапенко А. Э.

¹ ООО «Телеконта»

Российская Федерация, Московская область, Наро-Фоминский городской округ, поселок Селятино
alexandrostapenko.job@yandex.ru

Аннотация: В данной работе предлагаются результаты разработки микрополоскового фазовращателя для антенных решеток с электрическим сканированием, работающих в диапазоне 1710—2690 МГц. Представлен вариант проектирования фазовращателя, использующим Wiper для изменения разностей фаз между выходными каналами. Проведено электродинамическое моделирование и оптимизация новой структуры. Проведено сравнение полученных, в ходе расчета, амплитудно-фазовых распределений с измерениями опытного образца фазовращателя.

1. Введение

В последние годы мобильные системы связи являются одним из самых перспективных и быстро развивающихся сегментов телекоммуникационного рынка. Рост количества сетей, осуществляющих передачу данных, в первую очередь обусловлен увеличением количества абонентов. Для повышения пропускной способности сети и улучшения качества обслуживания пользователей прибегают к использованию сканирующих антенных решеток. Задача таких антенных решеток сводится к обеспечению распределения емкости сети в зоне обслуживания в зависимости от трафика, генерируемого для абонентов и абонентами. Использование базовыми станциями антенных решеток с электрическим сканированием необходимо для минимизации помех от соседних станций путем отклонения главного максимума излучения от горизонта (угол зависит от высоты базовой станции, но обычно не превышает 15 °). Также, существуют требования организаций, определяющих санитарные нормы, и обязывающих регулировать направление максимального излучения и уровень боковых лепестков.

Одним из ключевых узлов таких антенных решеток является фазовращатель. Это устройство, с помощью которого можно получить фазовые сдвиги между выходными каналами для регулировки направления максимума ДН в необходимых угловых направлениях, а также добиться нужного амплитудного распределения для уменьшения уровня боковых лепестков.

2. Фазовращатель

Принцип управления фазой сигнала в таких фазовращателях остается механическим, но возможность электронного управления позволяет включать эти устройства в антенные решетки, использующие шаговые двигатели или электромагнитные реле, позволяющие изменять фазу сигнала с маленьким шагом. К достоинству таких фазовращателей можно отнести низкий уровень нелинейных искажений проходящего сигнала, так как в схеме устройства отсутствуют полупроводниковые элементы.

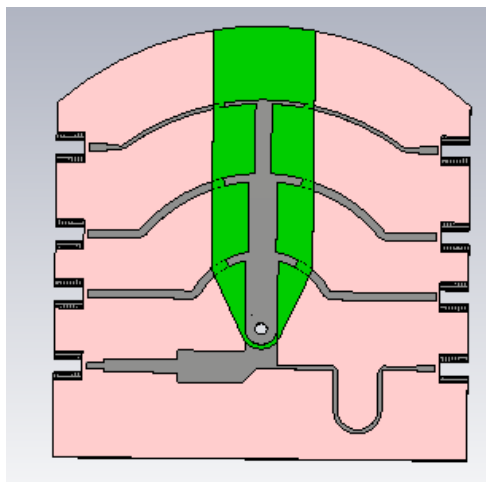


Рис. 1. Микрополосковый фазовращатель (Wiper¹ – печатная плата с линиями передачи, выделенная зеленым цветом)

¹ Wiper – печатная плата, соединяющая входную линию с выходными каналами. Расположен поверх основной печатной платы с дугообразными линиями передачи, закреплен на ней диэлектрическим болтом. Служит для изменения фазовых сдвигов между выходами.

Представленный в работе фазовращатель включает в себя входную линию, три дугообразных проводящих линии, линию передачи с фиксированной фазой и Wiper. Внешний вид такого фазовращателя приведен на рис. 1. Вращение Wiper вокруг точки поворота изменяет длину пути прохождения сигнала между входной линией и выходными портами, подключенными к антенным элементам.

Целью работы являлась разработка устройства, имеющего линейное фазовое распределение в диапазоне частот 1710 – 2690 МГц. На рис. 2 представлены расчетные амплитудно-фазовые распределения на трех частотах. Как видно из рисунка, фазовые распределения практически идеальны, а разбаланс не превышает $\pm 5^\circ$; амплитуды выходных сигналов имеют разбаланс, не превышающий, $\pm 0,7$ дБ. Коэффициент отражения не превышает $-18,7$ дБ.

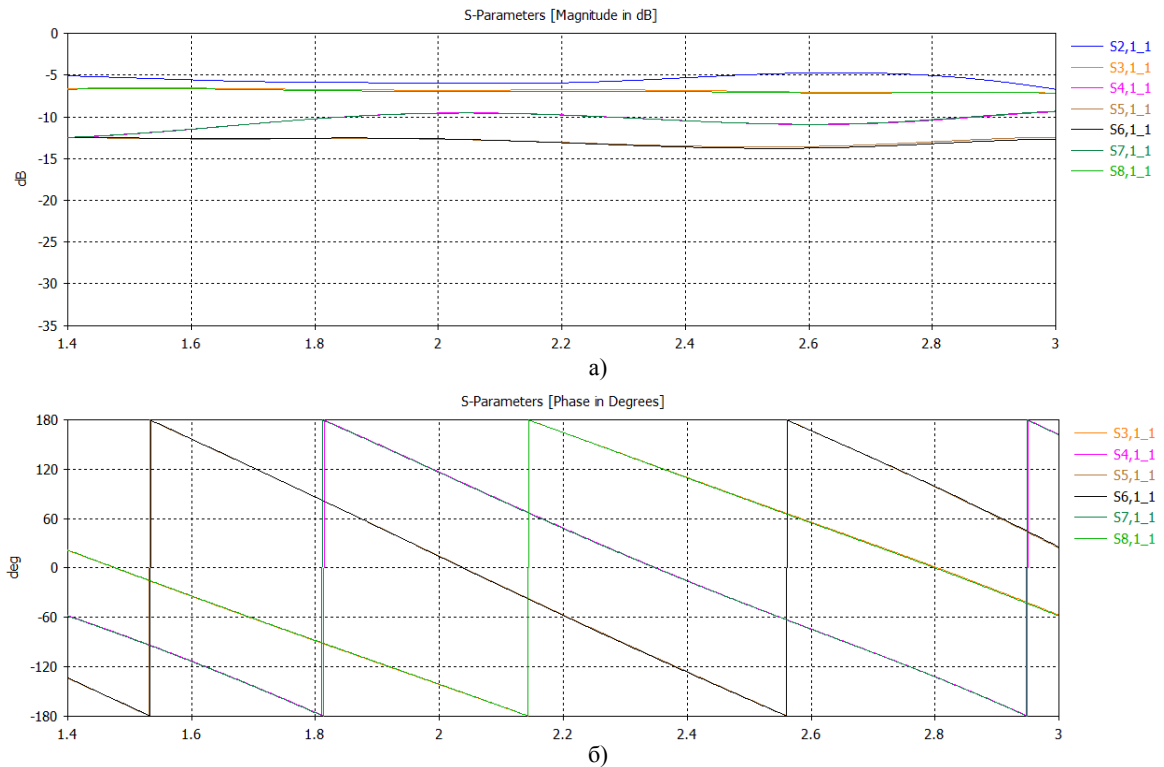


Рис 2. а) амплитуды выходных сигналов; б) фазовые распределения

3. Заключение

Предложен новый вариант построения механического фазовращателя, обеспечивающего практически идеальные амплитудно-фазовые распределения в широком частотном диапазоне. Приведены результаты электродинамического моделирования разработанного устройства, подтверждающие результаты теоретического расчета. По этой модели будет изготовлен опытный образец, который будет измерен и подключен для проверки к антенной решетке.

Список литературы

1. Radar Handbook. Third Edition / Merrill I. Skolnik. - McGraw-Hill, 2008. – 1352 p.
2. Устройства СВЧ и антенны: Проектирование фазированных антенных решеток: учеб. пособие для вузов / Д. И. Воскресенский, В. И. Степаненко, В. С. Филиппов и др.; под ред. Д. И. Воскресенского. – М.: Радиотехника, 2012. 744 с.
3. Устройства СВЧ и антенны / Под ред. Д. И. Воскресенского. Изд. 2-е, доп. и перераб. - М. : Радиотехника, 2006. 375 с.

Снижение взаимной связи между печатными излучателями антенной решетки

¹ Курбатский А. С., ² Русов Ю. С.

¹ МГТУ им. Н.Э. Баумана

г. Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1, 105005, Российская Федерация

qrbatskij@gmail.com

² МГТУ им. Н.Э. Баумана

г. Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1, 105005, Российская Федерация

rusov.yu.s@gmail.com

Аннотация: В данной работе приведены результаты исследования различных резонансных структур, располагаемых между элементами печатной фазированной антенной решетки (ФАР), при помощи которых достигается снижение взаимной связи между излучателями антенной решетки. Представлено сравнение результатов расчета характеристик антенной решетки с развязывающими элементами и без них. Показана возможность уменьшения коэффициентов связи между излучателями более чем на 5 дБ.

1. Введение

Фазированные антенные решетки [1] в настоящее время широко применяются в радиоэлектронной технике. Одним из часто применяемых типов излучателей является печатный вибратор [2, 3]. ФАР современных радиоэлектронных комплексов обеспечивают сектор электрического сканирования луча $\pm 30^\circ$ и более. Существенное влияние на характеристики таких ФАР оказывает высокая взаимная связь близко расположенных излучателей [4]. Снижение взаимной связи излучателей является одним из путей повышения электрических характеристик ФАР с широкоугольным электрическим сканированием луча. В работе [5] исследовано влияние наклона плеч вибраторного излучателя на взаимную связь между элементами ФАР, однако применение только этого способа не обеспечивает достаточного ослабления связи излучателей при широком секторе углов сканирования. Для уменьшения коэффициентов связи излучателей до приемлемых значений необходимо применение дополнительных структур [6, 7].

В данной работе выполнено исследование резонансных проводящих структур, располагаемых в раскрыве печатной ФАР между излучателями. Использование подобных структур позволяет снизить взаимное влияние излучателей ФАР, что позволяет повысить электрические характеристики ФАР при широком секторе электрического сканирования луча.

2. Результаты исследования

Исследован фрагмент печатной ФАР S-диапазона, составленный из трех линеек, в каждой из которых находится по три печатных вибраторных излучателя с наклонными плечами (рис. 1).

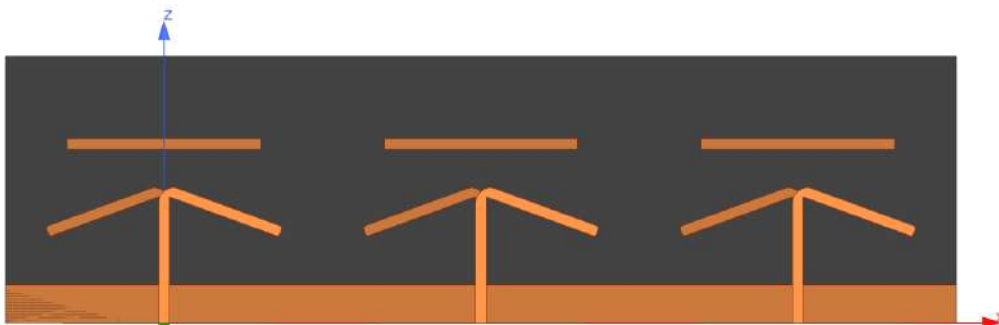


Рис. 1. Линейка исследуемой печатной ФАР

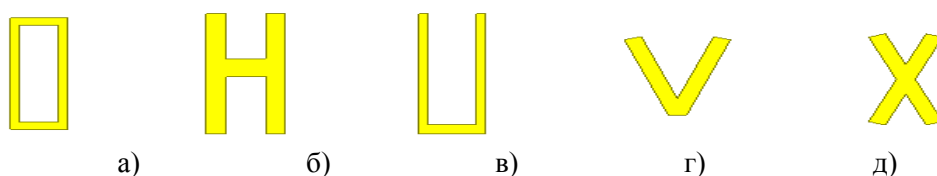


Рис. 2. Варианты исполнения развязывающих элементов: а) прямоугольная рамка, б) Н-образный, в) U-образный, г) V-образный, д) X-образный

Рассмотрено влияние на коэффициенты взаимной связи излучателей развязывающих элементов, представленных на рис. 2. При электродинамическом моделировании оценивались коэффициенты связи центрального элемента с ближайшими элементами в двух плоскостях антенной решетки и коэффициент отражения от центрального элемента. В ходе исследований проведена оптимизация размеров для каждого типа развязывающих элементов с целью минимизации коэффициентов взаимной связи излучателей в двух плоскостях структуры при сохранении согласования элемента антенной решетки в диапазоне рабочих частот. Наилучшие результаты получены с развязывающим элементом, показанным на рис. 2 в. На рис. 3 представлены характеристики фрагмента антенной решетки до и после введения U-образного развязывающего элемента.

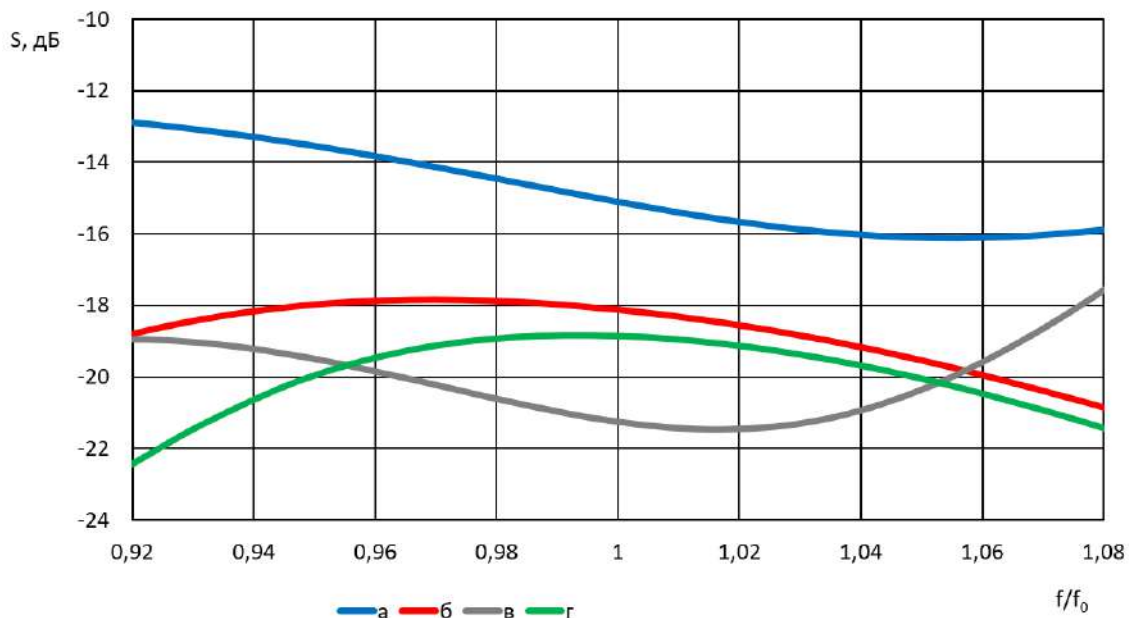


Рис. 3. Частотные зависимости характеристик центрального излучателя фрагмента ФАР до и после введения U-образного резонансного элемента: а) коэффициент связи между излучателями в линейке без развязывающих элементов, б) коэффициент связи между излучателями соседних линейок без развязывающих элементов, в) коэффициент связи между излучателями в линейке с развязывающими элементами, г) коэффициент связи между излучателями соседних линейок с развязывающими элементами

3. Заключение

Поведенные исследования показали возможность снижения взаимной связи для печатных вибраторных излучателей с наклонными плечами путем введения в раскрыт ФАР резонансных проводящих элементов, располагаемых на одной диэлектрической подложке в промежутках между излучателями. При оптимальных параметрах развязывающих элементов достигнуто уменьшение коэффициентов связи между излучателями более чем на 5 дБ.

Список литературы

1. Hansen R.C. Phased array antennas, 2nd ed. John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2009. 571 p.
2. Floch J.M., Renaudin F., Denoual J.-M. Design of Printed Dipole Array with Reflector // European Conference on Antennas and Propagation. 2010. Pp. 12 – 16.
3. Leriche G., Floch J.M., Tarot A.-C., Loison R., Thizon S., Pied S. High gain printed dipole array, with reflectors and directors // 11th Mediterranean Microwave Symposium (MMS). 2011. Pp. 8 – 10.
4. Вендик О.Г., Парнес М.Д. Антенны с электрическим сканированием. Введение в теорию. М: Science Press, 2001. 252 с.
5. Knott P. Design of a Printed Dipole Antenna Array for a Passive Radar System // International Journal of Antennas and Propagation. 2013. №3. Pp. 11 – 16.
6. Vilenskiy A.R., Litun V.I., Lyulyukin K.V. Wideband Beam Steering Antenna Array of Printed Cavity-Backed Elements With Integrated EBG Structure // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2019. №18. Pp. 245 – 249.
7. Сучков А.В., Климов К.Н. Линейная антенная решетка с расширенным рабочим сектором в угломестной плоскости // Антенны. 2013. №8. С. 18 – 29.

Результаты численного исследования характеристик рассеяния печатного частотно-избирательного антенного обтекателя

Касьянов А. О.

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, kasyanovao@sfedu.ru

Аннотация: Доклад посвящен анализу результатов численного исследования характеристик рассеяния печатного частотно-избирательного антенного обтекателя. На основе полученных численных данных рассматриваются возможности применения двух вариантов плоских дифракционных решеток в качестве пространственных фильтров в составе антенных обтекателей.

1. Введение

В настоящее время проблема обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) различных радиоэлектронных средств (РЭС) становится все более острой. Это вызвано стремительным ростом числа одновременно используемых радиосистем, работающих в смежных частотных диапазонах, секторах пространства или на согласованных поляризациях. В многих случаях для решения проблемы ЭМС в СВЧ-трактах РЭС вводят дополнительные частотные и поляризационные фильтры. Введение дополнительных селектирующих элементов приводит к усложнению тракта и зачастую к значительному его удорожанию из-за снижения технологичности изготовления. В то же время менее дорогостоящим и весьма эффективным способом обеспечения ЭМС близкорасположенных РЭС является использование частотно и поляризационно-селективных обтекателей антенных систем этих радиоэлектронных средств. Вопросам разработки поляризационно-селективных антенных обтекателей ранее рассмотрены автором на примере антенн судовых радионавигационных станций.

В статье рассмотрим результаты численного исследования характеристик рассеяния плоских частотно-избирательных антенных обтекателей в виде металлодиэлектрических дифракционных решеток, позволяющие решить актуальную задачу разработки наиболее технологичных антенных обтекателей для развязки близкорасположенных антенн, работающих в смежных частотных диапазонах.

2. Постановка задачи

Целью данной работы является численное исследование свойств частотно-избирательных антенных обтекателей, выполненных на основе плоских металлодиэлектрических дифракционных решеток, для определения возможности их использования в составе перспективных радиосистем.

Для достижения поставленной цели решены задачи:

- выполнено электродинамическое моделирование процесса рассеяния волн проходными частотно-избирательными поверхностями на основе металлодиэлектрических структур,
- определены параметры плоских металлодиэлектрических дифракционных решеток перспективных для применения в качестве антенных обтекателей современных радиосистем.

Ниже в качестве примера приводятся результаты численного исследования характеристик рассеяния, в качестве которых выступают элементы матрицы рассеяния $[S]$, частотно-избирательной поверхности (ЧИП), выполненной в виде плоской металлодиэлектрической дифракционной решетки. Предложено два варианта возможной конструктивной реализации ЧИП. При разработке каждого из этих вариантов учитывалось требование по обеспечению частотной развязки близкорасположенных антенных систем приема-передающих РЭС, работающих в смежных частотных диапазонах.

Пусть имеется два РЭС, в состав которых входят приемно-передающие антенные системы. Первое работает в двух узких диапазонах частот: в окрестности частоты $1,017f_0$ – 1-й поддиапазон, и в окрестности частоты $1,133f_0$. Второе – в диапазоне частот от $0,87f_0$ до $0,93f_0$. В первом РЭС требуется обеспечить уровень пространственной развязки его приемной антенны от мешающего излучения, возбуждаемого передающей антенной второго РЭС, не менее, чем на 23 дБ. При этом потери на прохождение волн сквозь антенный обтекатель на частотах первого РЭС не должны превышать 0,5 дБ.

3. Результаты численного исследования характеристик печатного обтекателя

Для целей пространственной развязки удобно использовать печатную дифракционную решетку решетку из крестообразных элементов, изображенных на рис. 1,а. Печатные элементы двух решеток с

шагом равным $0,3\lambda_0$ выполнены на диэлектрических подложках Rogers TMM 10i толщиной $0,02\lambda_0$ каждая. Диэлектрический слой, разделяющий печатные решетки и представляющий собой сердцевину ЧИП, выполнен из материала Teflon 2,08 толщиной $\lambda_0/4$. Частотные характеристики (ЧХ) элементов матрицы [S] ЧИП показаны на рис. 1,б.

Несмотря на то, что описанная выше ЧИП полностью удовлетворяет сформулированным выше требованиям как к уровню развязки на нерабочих частотах, так и допустимым потерям в диапазоне рабочих частот, введение в состав ЧИП тефлоновой сердцевины значительной толщины приводит к существенному росту массы обтекателя. В случае крупноапертурных антенн такое решение может оказаться неприемлемым. Для снижения массы ЧИП заменим тефлоновую сердцевину многослойной воздушно-диэлектрической структурой (рис. 2,а). Два тонких слоя материала Rogers TMM 4 толщиной $\sim 0,03\lambda_0$ каждый и разделенные воздушной прослойкой находятся в середине сердцевины. Два слоя из материала Rogers RO3003M той же толщины примыкают к печатным решеткам и, разделенные воздушно-диэлектрическими прослойками, установлены на периферии сердцевины. ЧХ S_{pq} ЧИП показаны на рис. 1,б.

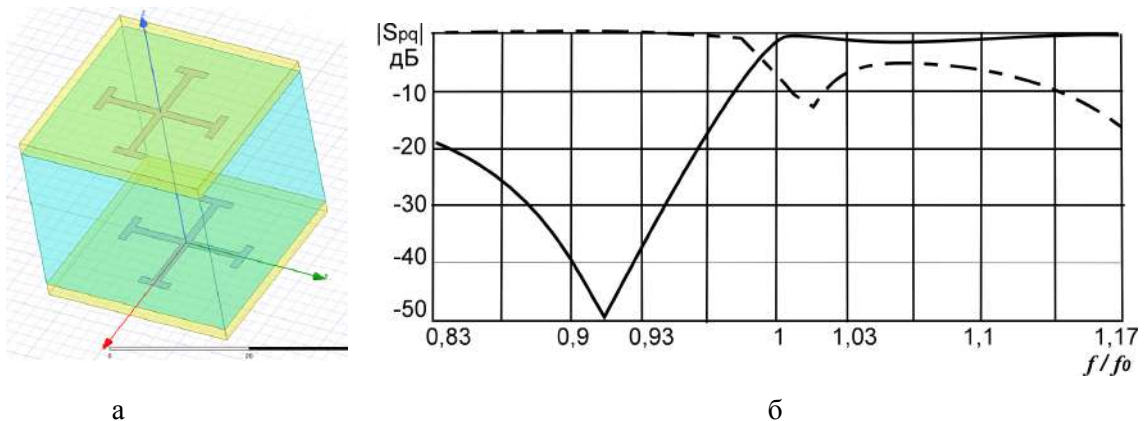


Рис. 1. Металлодиэлектрическая ЧИП: а – топология единичной ячейки решетки; б – ЧХ модулей элементов матрицы рассеяния: коэффициент передачи S_{pq} ($p \neq q$) – сплошная линия; коэффициент отражения S_{pq} ($p = q$) – пунктир

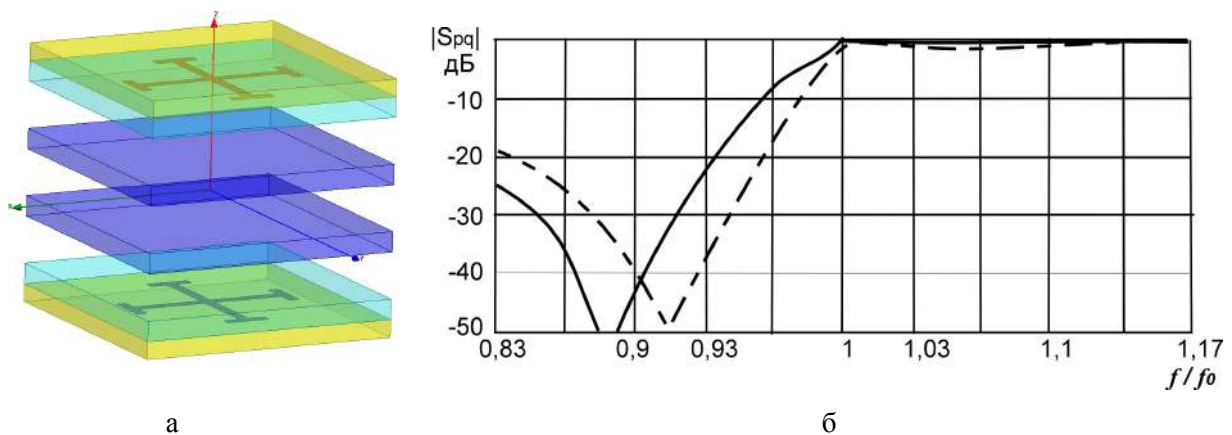


Рис. 2. Металлодиэлектрическая ЧИП: а – топология единичной ячейки решетки; б – частотные зависимости модулей коэффициентов передачи S_{pq} ($p \neq q$) решеток вида: рис. 2, а – сплошная линия; рис. 1, а – пунктир

4. Заключение

На основе численных исследований характеристик рассеяния многоэлементных мультипланарных решеток печатных элементов выработаны рекомендации по конструкционным параметрам многослойной ЧИП, выступающей в качестве многофункционального антенного обтекателя цифровой АФАР приемо-передающего РЭС. Проведенные численные исследования дают право утверждать, что использование микрополосковых отражательных антенных решеток с печатными элементами, имеющими сложную топологию на многослойных магнитоэлектрических подложках, открывает дополнительные возможности по частотной фильтрации полей прошедших сквозь такие решетки волн, обеспечивая возможность развязки источников, имеющих близкие рабочие частоты, что позволяет рекомендовать их для использования в составе обтекателей современных РЭС.

Моделирование переотражений электромагнитного поля безэховой камеры¹

¹ Добычина Е. М., ¹ Снастин М. В., ² Харалгин С.В., ³ Солод А.Г., ¹ Малахов Р.Ю.

¹ Московский авиационный институт
Волоколамское шоссе, 4, Москва, 125993, Российская Федерация
dem5577@yandex.ru

² АО «ЦНИРТИ им. академика А.И.Берга»
Новая Басманная, 20, стр. 9, Москва, 107078, Российская Федерация

³ АО «Корпорация «Тактическое ракетное вооружение»
ул. Ильича, 7, Московская область, Королёв, 141080, Российская Федерация

Аннотация: В работе представлены электродинамические модели электромагнитного поля большой безэховой камеры с учетом переотражений волны от измерительного стенда и несущих конструкций ортогонального сканера. Подход основан на выборе оптимального с точки зрения точности и времени расчета метода анализа электродинамической картины поля в ограниченной рабочей зоне. Получены новые результаты для оценки амплитудных и фазовых ошибок, вносимых различными элементами БЭК и выработки механизма учета этих ошибок при проведении испытаний широкого круга навигационных радиотехнических устройств.

1. Введение

Безэховая камера (БЭК), в которой проводятся высокоточные испытания навигационных радиотехнических устройств, представляет собой сложный для электродинамического расчета и моделирования объект [1, 2]. Это связано с её большими размерами, а также с наличием конструкций и устройств, необходимых для проведения измерений и являющихся источниками переотражения электромагнитной волны (ЭМВ). Как правило, работа в подобных камерах осуществляется в широком сверхвысокочастотном диапазоне, поэтому необходим анализ характеристик поля во всей рабочей полосе. Прямое решение уравнений Максвелла, например методом конечных элементов, для представления картины электромагнитных полей внутри БЭК, требует огромных вычислительных и временных затрат [3, 4]. Единственным выходом в таких условиях является анализ конструкции БЭК с целью её возможного упрощения и выбора оптимального с точки зрения точности и времени расчета метода анализа электродинамической картины поля в ограниченной рабочей зоне [5].

Целью исследования полной электромагнитной обстановки в безэховой камере являлось получение оценок амплитудных и фазовых ошибок, вносимых различными элементами БЭК и выработка механизма учета этих ошибок при проведении испытаний широкого круга навигационных радиотехнических устройств.

2. Объект исследований и выбор метода моделирования

На основании 3D чертежей помещения БЭК, была разработана электродинамическая модель, адаптированная для системы автоматизированного электродинамического проектирования. Геометрические размеры модели $14 \times 20 \times 14$ м. Модель состоит из измерительного стенда (ИС), размещенного на одной из стен БЭК, подвижного ортогонального двухстепенного сканера, для размещения имитаторов излучения (ИИЗ) и радиопоглощающего материала, расположенного на проводящих стенах камеры (Рис. 1). Модель радиопоглощающего материала (РПМ) упрощена и представляет сплошной слой толщиной в 300 мм. В модели учтена колей сканера, не укрытая РПМ.

Модель ИС упрощена: исключены все болтовые соединения, а также большинство отверстий. Материалом всех металлических частей, расположенных в БЭК выбран идеальный проводник. Расчёт методом физической оптики состоял в определении основных переотражающих элементов конструкции БЭК при различных положениях ИИЗ на сканере (Рис. 1 а). В модель БЭК были импортированы диаграммы направленности (ДН) антенн ИИЗ, в каждой расчетной точке на сканере осуществлялся доворот антенны до соосного положения главного максимума ДН имитатора и ИС (Рис. 1 б). В результате моделирования получено 162 трассировки основных направлений распространения ЭМВ, которые в области ИС оказывают максимальное влияние на формирование возбуждающего поля. Для пространственной точки 7 основное влияние оказывают переотражения от пола (Рис. 1 в).

¹ Работа подготовлена по результатам исполнения проекта ФГБОУВО МАИ, выполняемого в соответствии с планом научных работ научных организаций и образовательных организаций высшего образования, осуществляющих научные исследования за счет средств федерального бюджета в 2020-2022 гг.

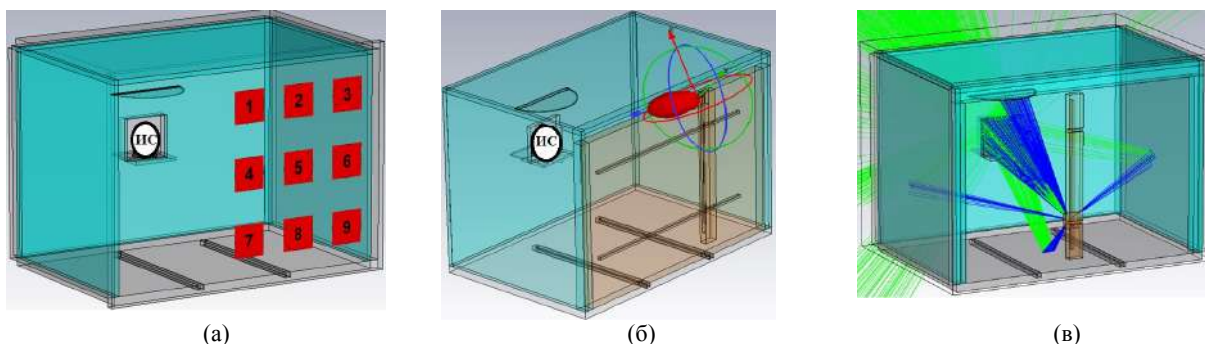


Рис. 1. Электродинамическая модель БЭК: (а) положения ИИЗ на сканере; (б) ДН ИИЗ; (в) трассировка ЭМВ

3. Результаты моделирования с учетом переотражений в зоне измерительного стенда

Главной особенностью отражений ЭМВ сантиметрового и дециметрового диапазонов длин волн от тел сложной формы является их локальный характер. На поверхности облучаемого объекта выделяется ограниченное количество участков интенсивного отражения – «блестящих точек» (БТ). Они определяют основную картину поля переотраженной волны, как источники вторичных колебаний [6]. Для оценки переотражений, вносящих наибольший вклад в искажение поля в месте расположения ИС, внедрялась ДН антенны, имитирующей БТ (Рис. 2 а), с дальнейшим расчётом основных переотражений вблизи расположения стенда (Рис. 2 б). Моделирование проводилось по методу физической оптики в объёме БЭК (Рис. 2 в).

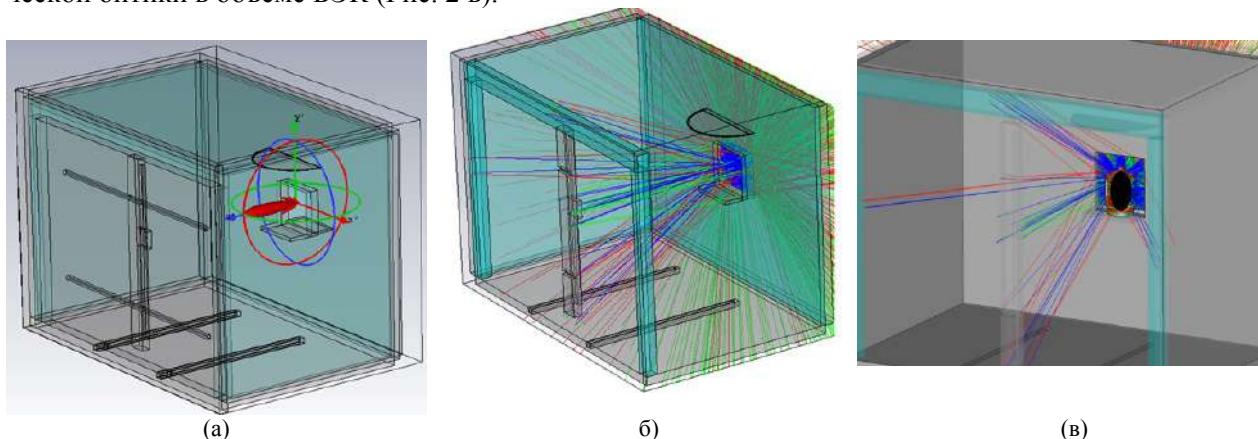


Рис.2. Модель с учетом переотражений: (а) ДН БТ; (б) распространения ЭМВ БТ; (в) основные переотражения ИС

4. Заключение

Получены новые результаты для оценки амплитудных и фазовых ошибок, вносимых различными элементами БЭК и выработки механизма учета этих ошибок при проведении испытаний широкого круга навигационных радиотехнических устройств.

Список литературы

1. Rodriguez V. Validation of a Method for Predicting Anechoic Chamber Performance: A Technique That Uses Polynomial Approximations for RF Absorber Reflectivity // IEEE Antennas and Propag. Magazine. 2018. Vol. 60, № 4. P. 31–40. DOI: 10.1109/AMTAP.2016.7806302.
2. Rabelsa G., Rianto D., Putra A., Santosa C. E., Sri Sumantyo J. T., Yohandri. Pyramidal Radar Absorber Based on Coconut Shell Activated Carbon for Anechoic Chamber Application // Photonics & Electromagnetics Research Symposium - Spring (PIERS-Spring). (Rome, Italy, 2019). P. 1287-1291.
3. Colak B., Helhel S. A new error reduction technique for reflection coefficient measurements for use in quick laboratory tests // Int. J. of Electron. 2018. P. 1–12. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://doi.org/10.1080/00207217.2018.1523473> (дата обращения 30.04.2020).
4. Hemming L. Electromagnetic Anechoic Chambers: A Fundamental Design and Specification Guide. New York: Wiley-Interscience, 2002. P. 57–69.
5. Rodriguez V. Basic Rules for Anechoic Chamber Design, Part One: RF Absorber Approximations // Microwave Journal. 2016. Vol. 59, №1. P. 72–86.
6. Hemming L., Sanchez G. Techniques in Scaling the Performance of Dielectric Microwave Absorber for Use in Scale Model Anechoic Chambers // 26th Annual Antenna Measurement Techniques Association Meeting & Symp. (Stone Mountain, Georgia: AMTA, 2004).

Влияние экранов с фрактальной геометрией на развязку между антеннами, расположенными в ограниченном пространстве

¹ Бузов А. Л., ¹ Бузова М. А., ¹ Карлов Ал. В., ¹ Носов Н. А., ² Шляхов А. В.

¹ АО «Самарское инновационное предприятие радиосистем»

г. Самара, 443022, пр. Кирова, 26, Российская Федерация

bma@siprs.ru

² Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики

г. Самара, 443010, ул. Льва Толстого, 23, Российская Федерация

Аннотация: В данной работе рассматривается задача обеспечения электромагнитной совместимости сложных антенных систем, расположенных в ограниченном пространстве – на верхних площадках башен или мачт. Один из путей решения данной задачи – использование электромагнитных экранов с фрактальной геометрией. Как показали проведенные исследования, экраны с фрактальной геометрией обеспечивают более высокую развязку между вибраторами, даже по сравнению со сплошными экранами.

1. Введение

Хорошо известно, что задачи обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) радиоэлектронных средств (РЭС) широко распространены на практике [1, 2]. Особенно они важны при рассмотрении компактных группировок РЭС. К широко применяемым методам обеспечения ЭМС РЭС относятся пространственное разнесение антенн, а также применение электромагнитных экранов [1, 2]. Однако, для компактных группировок РЭС данные методы часто имеют весьма ограниченное применение. Применение развивающихся в последние годы инновационных технологий, в том числе, использование антенн и СВЧ-устройств с фрактальной геометрией, позволяет существенно расширить «границы применимости» указанных методов обеспечения ЭМС.

2. Постановка рассматриваемой задачи

В данной работе рассмотрим упрощенную постановочную (модельную) задачу повышения развязки между двумя вибраторами, расположенными над подстилающей поверхностью, имитирующей верхнюю площадку башни. Для повышения развязки между вибраторами установим между ними экран. В частности, рассмотрим три варианта экранов: сплошной, «ажурный» (с отверстиями), с фрактальной геометрией («квадрат Серпинского»). Электродинамический анализ рассматриваемой системы будем выполнять с помощью комбинированного метода [3].

3. Результаты исследований

Как показали проведенные исследования, наличие электромагнитных экранов любой геометрии существенным образом влияет на диаграммы направленности вибраторов, ухудшая их. Разумеется, этот результат является тривиальным. В то же время, экран с фрактальной геометрией обеспечивает более высокую развязку между вибраторами, даже по сравнению со сплошным экраном. Полученные результаты вселяют осторожный оптимизм в части перспектив применения электромагнитных экранов с фрактальной геометрией.

4. Заключение

Таким образом, проведенные исследования показали, что использование традиционной технологии электромагнитных экранов в сочетании с современными технологиями (фрактальной геометрией) позволяет решать задачу повышения развязки между взаимодействующими антеннами.

Список литературы

1. Методы расчета характеристик внутриобъектовой электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств: учебное пособие / В. Ю. Аронов, А. Л. Бузов, М. А. Бузова, Ю. И. Кольчугин, Д. А. Копылов, М. А. Минкин, А. М. Нещет; Под общей редакцией Бузова А. Л. Самара: ИУНЛ ПГУТИ, 2019. 84 с.
2. Основы управления использованием радиочастотного спектра. Т. 2: Обеспечение электромагнитной совместимости радиосистем / Под ред. М. А. Быховского. М.: Красанд, 2011. 552 с.
3. Бузова М. А. Метод электродинамического анализа сложных металлических объектов на основе уравнений Фредгольма первого и второго рода и векторного интегрального уравнения с поверхностным интегралом // Антенны. 2007. № 10 (125). С. 4 – 8.

Многослойная печатная антенна круговой поляризации¹

¹ Безгин А.А., ² Савочкин А.А.

¹ Морской гидрофизический институт РАН
г. Севастополь, 299011, ул. Капитанская, 2, Российская Федерация
bezghinaa@gmail.com

² Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, 299053, ул. Университетская, 33, Российская Федерация

Аннотация: Представлены результаты разработки многослойной печатной антенны круговой поляризации для спутниковой системы связи Iridium и системы позиционирования GPS ГЛОНАСС. Антенна выполнена в виде четырехслойного квадратного патча, расположенного над экраном. Для расширения полосы согласования антенны металлизация каждого слоя выбрана разного размера, с уменьшением к верхней части структуры. Для создания поля круговой поляризации применена двухточечная схема питания антенны с разностью фаз 90 градусов. Разработка антенны выполняется в среде электродинамического моделирования FEKO. В работе приводятся результаты расчета и экспериментального исследования характеристик макета антенны. Антенна формирует слабонаправленное излучение правосторонней круговой поляризации в диапазонах частот GPS, ГЛОНАСС и Iridium.

1. Введение

Развитие цифровых технологий и инфокоммуникационных систем, обеспечивающих транспорт цифровых потоков на огромные расстояния из любой точки земного шара, позволяет создавать распределенные глобальные системы мониторинга на основе малогабаритных автономных измерительных и управляющих устройств с двухсторонней связью. Наряду с обеспечением связи стоит задача определения местоположения устройств. Для этого, обычно рядом с антенной системы спутниковой связи устанавливают приемную антенну системы определения координат. Антенны оказывают совместное влияние друг на друга, в результате ухудшаются характеристики приема и излучения, увеличиваются габаритные размеры устройства [1].

На сегодня, для построения глобальной сети с двухсторонней связью на основе малогабаритных автономных устройств возможно использовать спутниковую систему связи Iridium [2]. Терминалы системы Iridium работают в одном диапазоне частот (1616 — 1626,5) МГц. Для определения координат в устройствах устанавливается приемник сигналов спутниковых систем глобального позиционирования GPS/ГЛОНАСС, работающий в диапазонах L1 [3]. Центральная частота GPS диапазона L1 составляет $f_{L1\text{ GPS}}=1575,42$ МГц, в системе ГЛОНАСС — $f_{L1\text{ ГЛОНАСС}}=1602$ МГц. Ширина спектра сигналов для систем GPS и ГЛОНАСС составляет: $\Delta f_{L1\text{ GPS}} = 24$ МГц и $\Delta f_{L1\text{ ГЛОНАСС}} = 15,345$ МГц [4,5]. При этом, во всех случаях используется правосторонняя круговая поляризация излучаемого поля. Таким образом, для решения задачи определения координат объектов необходимо создать антенну с полосой частот (1563,42 — 1626,5) МГц.

2. Геометрия антенны

На рис. 1 приведена схема широкодиапазонной антенны круговой поляризации для систем Iridium, GPS и ГЛОНАСС. Модель антенны создана в CAD FEKO, в среде пакета уточнены геометрические размеры и рассчитаны основные характеристики.

Антенна состоит из четырех излучателей квадратной формы и экрана в виде диска диаметром $D=100$ мм. Для расширения полосы согласования антенны, излучатели выбрана разного размера, с уменьшением к верхней части структуры: $a_1=92$ мм, $a_2=0,98 a_1$, $a_3=0,96 a_1$ и $a_4=0,94 a_1$. В качестве материала выбран четырехслойный фольгированный стеклотекстолит FR4 с толщиной слоя диэлектрика $h=0,5$ мм и относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon=4,4$. Для создания поля круговой поляризации применена двухточечная схема питания антенны с разностью фаз между точками питания 90°. Точки питания излучателя смещены от его центра на расстояние $F=a_4/4$ мм. Многослойный излучатель расположен над диэлектриком FR4 толщиной $h_1=2$ мм.

На рис. 2 представлены частотная зависимость КСВ антенны (а, 1), частотная зависимость коэффициента эллиптичности в главном направлении (а, 2), диаграммы направленности антенны на частотах 1575 МГц, 1602 МГц и 1620 МГц (б) при правосторонней поляризации. Как видно из графика, КСВ во всем требуемом диапазоне менее 2, коэффициент эллиптичности — не менее 0,8.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 20-47-920005.

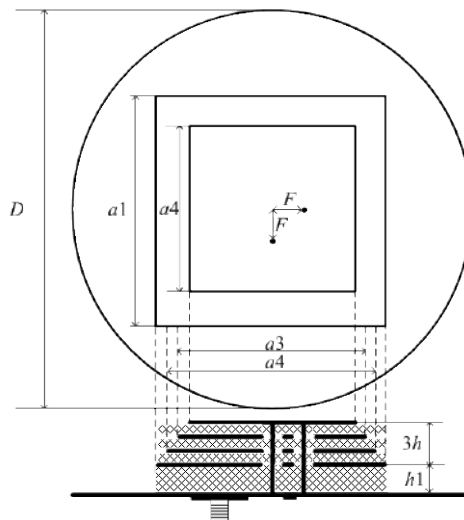


Рис. 1. Схема широкодиапазонной антенны круговой поляризации для систем *Iridium*, *GPS* и ГЛОНАСС

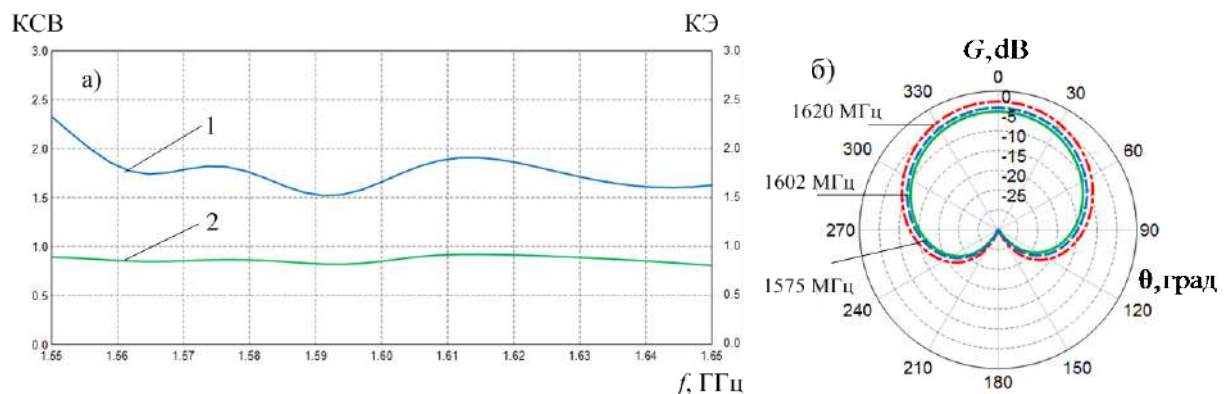


Рис. 2. Частотные зависимости КСВ (а, 1) и коэффициента эллиптичности в главном направлении (а, 2), диаграммы направленности на частотах 1575 МГц, 1602 МГц и 1620 МГц (б) при правосторонней поляризации

Коэффициент усиления в заданном диапазоне частот составляет порядка 0 dB. Для увеличения коэффициента усиления антенны можно использовать вместо *FR4* материал с более низким значением тангенса угла диэлектрических потерь.

3. Заключение

Путем моделирования в САПР, доказана возможность создания широкополосных печатных антенн с круговой поляризацией путем применения расположенных друг над другом излучателей с малым отличием в геометрических размерах. Предложенная антенна формирует слабонаправленное излучение круговой правосторонней поляризации в диапазонах работы систем *Iridium*, *GPS* и ГЛОНАСС.

Список литературы

1. Дрифтерная измерительно-информационная система оперативного контроля морских акваторий С.В. Мотыжев, Е.Г. Лунев, А.П. Толстошеев Е.М. Быков, Н.Ю. Юркевич, Безгин А.А. Известия ЮФУ. Технические науки. 2015. № 1 (162). С. 24 - 41.
2. Современные системы спутниковой связи и особенности их применения для решения задач оперативной океанографии Безгин А.А., Юркевич Н.Ю. Экологическая безопасность прибрежной и шельфовой зон моря. 2016. № 4. С. 88-92.
3. Безгин А. А., Савочкин А.А. Комбинированная антенна Argos-3/GPS. Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций. 2018. № 1. С. 95.
4. Дрифтерная измерительно-информационная система оперативного контроля морских акваторий С.В. Мотыжев, Е.Г. Лунев, А.П. Толстошеев Е.М. Быков, Н.Ю. Юркевич, Безгин А.А. Известия ЮФУ. Технические науки. 2015. № 1 (162). С. 24 - 41.
5. Интерфейсный контрольный документ. Навигационный радиосигнал открытого доступа с кодовым разделением в диапазоне L1 [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <http://russianspacesystems.ru/wp-content/uploads/2016/08/IKD-L1-s-kod-razd.-Red-1.0-2016.pdf> (дата обращения 10.05.19)

Методика моделирования структур миллиметрового диапазона, импортированных в среду HFSS

Снегур Д. А., Никифоров С. М., Редькина Е. А.

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

Аннотация: В данной работе предлагается методика моделирования СВЧ структур миллиметрового диапазона, выполненных в сторонних программах, на примере Altium Designer, и импортированных в программу HFSS. Данная методика подразумевает описание процедуры импорта и последующую настройку проекта, необходимую для получения корректного результата электромагнитного моделирования, включая выбор оптимального решения с точки зрения минимальных затрат вычислительных ресурсов и оптимального значения полученной точности результата. Необходимо сразу отметить, что данная методика слабо подходит для расчёта структур сверхвысокой сложности, содержащих большое количество независимых элементов, поскольку будет содержать большое количество итерационных действий пользователя.

1. Введение

Как правило, авторами научных работ, демонстрирующими результаты расчета электромагнитных структур с применением специализированных САПР, не раскрываются особенности выполнения расчётов и настроек своих проектов в программном обеспечении, тем самым вызывая ряд сомнений в корректности полученного результата, как например в статье [1]. Особенно это проявляется в структурах, где рабочая длина волны достигает миллиметрового диапазона [2]. В таком случае применение программных стандартных настроек «по умолчанию» может привести к значительному искажению результата.

Основная проблема может заключаться в скрытой ошибке при отображении геометрии. Так, например, в 15 версии программы HFSS структура может отображаться в виде гладкого изгиба поверхности (содержать большое количество дискретных участков). Однако, это является лишь упрощением визуализации (рис. 1, а), что не использовалось ранее, например, в 14 версии (рис. 1, б).

Таким же образом подобные проблемы могут происходить при импорте геометрии, и все составляющие модели будут иметь стандартные параметры, что также недопустимо для расчета. Однако это не будет заметно до момента отображения расчетной сетки (*mesh*). Для избегания подобных проблем предлагается использование описанной далее методики.

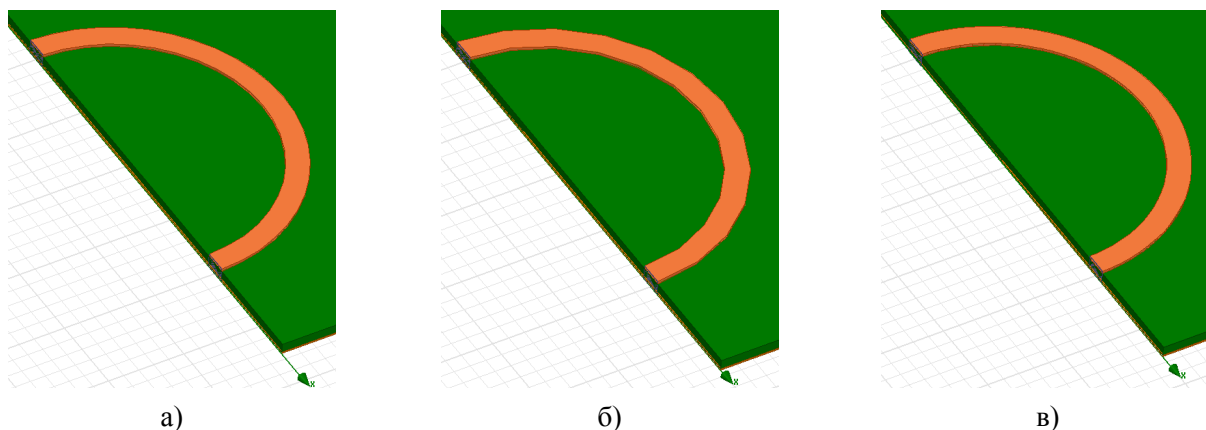


Рис. 1. Внешний вид геометрического объекта, образованного в том числе двумя дугами при одинаковых настройках геометрии (по умолчанию), отображаемых в: а) HFSS версии 15; б) HFSS версии 14; в) HFSS версии 14 при оптимизированных настройках геометрии согласно описанной в данной работе методике

2. Описание методики

Использование предлагаемой методики подразумевает следующие этапы настройки параметров импорта и полученной геометрии. В качестве формата импорта предлагается использовать DXF формат, импорт которого возможен стандартными средствами HFSS. При этом данный формат позволяет выполнить требуемые операции, а именно, настроить исключающий послойный импорт структуры (рис. 2, а), а также осуществить выбор типа получаемой геометрии. Для того чтобы в по-

следующих шагах появилась возможность настройки геометрии необходимо выбирать скриптовый метод импорта (*Import Method: Script*) и установить соответствующий маркер (рис. 2, б).

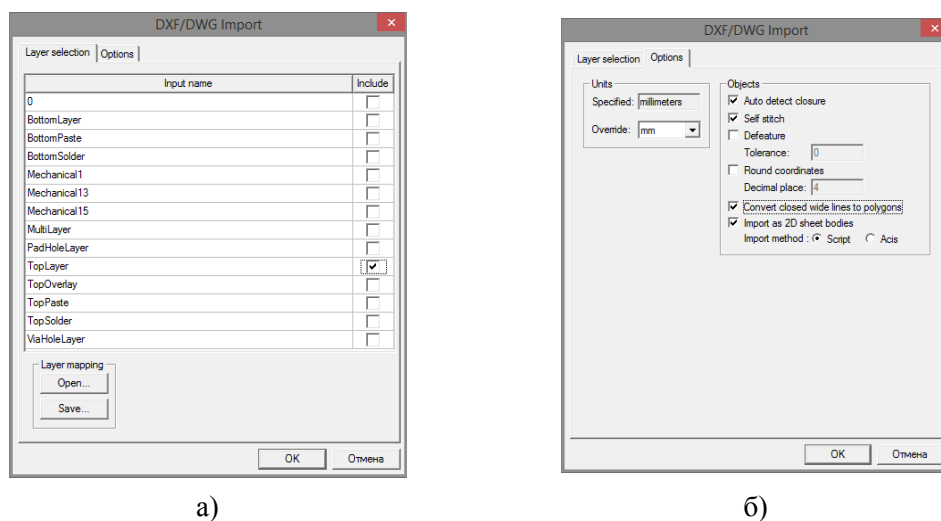


Рис. 2. Окна стандартных настроек *HFSS* при импорте формата *DXF*: а) послойный выбор; б) настройки импорта геометрии

После того как программа произведет импорт, необходимо выполнить группировку и объединение элементов, как это требуется при классическом подходе работы в *HFSS*.

Далее необходимо определиться с требуемой точностью расчета. Это можно выполнить следующим образом. К примеру, зная технологическую неточность изготовления проводников печатной платы Δl , можно выполнить пересчет заданной погрешности в результирующее значение максимальной ошибки площади проводника ΔS . Тогда, контролируя значение параметра ΔS , можно ограничить точность расчета при которой значение отклонения площади не будет превышать значение данной величины в требуемое количество раз. Поскольку криволинейные структуры при скриптовом методе импорта аппроксимируются в виде прямых отрезков и дуг, основная задача сводится к настройке именно их параметров, в частности *number of segments* (рис. 3) для дуг. Необходимое количество сегментов дуги подбирается таким образом, чтобы величина итоговой площади фигуры заключалась в требуемых пределах.

Name	Value	Unit	Evaluated Value
Segment Type	3 Point Arc		
Point1	101.77845532011mm, 83.1721140205m...		101.778455320...
Point2	101.53573485686mm, 82.57329182694...		101.535734856...
Point3	100.94455271717mm, 82.31251429630...		100.944552717...
Number of Segments	50		50

Рис. 3. Окно настройки параметров геометрического объекта

В результате выполнения указанных действий будет получена структура (рис. 1, в), которая даже в более ранних версиях программного продукта *HFSS* отобразится в более сглаженном виде. В этом же случае автоматически проставленная сетка даст более корректный результат.

3. Заключение

Предложен рабочий вариант методики настройки параметров импорта и расчета миллиметровых структур в среде *HFSS* при пересылке геометрии из САПР *Altium Designer* с целью получения оптимального проекта для обеспечения требуемой расчетной точности при минимуме использования вычислительных ресурсов. Дальнейшей работой планируется оптимизация настройки проекта с целью сокращения времени ручных настроек для возможности работы с более сложными структурами.

Список литературы

1. Yu Yang, Zhang Xi. Microwave Devices Simulation with Ansoft HFSS // The Eighth International Conference on Electronic Measurement and Instruments ICEMI'2007. 2007. Vol. 2, № 2. P. 413–417.
2. Bereka D., Gopinanth A., Sainati B. Design of A 60GHz Integrated Antenna on Silicon Substrate // 2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI). 2014. Vol. 1, № 1. P. 1063–1064.

Новые выражения для множителя направленности антенны во временной области и для первообразной импульсной характеристики линейно поляризованного поля плоской апертуры¹

¹ Скулкин С.П., ² Н.А. Лысенко, ² Г. К. Усков, ² А. М. Бобрешов, ³ О.С. Литвинов

¹ Национальный исследовательский университет Высшая школа экономики
г. Нижний Новгород, 603155, Большая Печерская 25/12, Российская Федерация
sskulkin@hse.ru

² Воронежский государственный университет
г. Воронеж, 394018. Университетская площадь, 1, Российская Федерация
uskov@phys.vsu.ru

³ Московский государственный технический университет имени Н. Э. Баумана
г. Москва, 105005, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1.

Аннотация: В данной работе приводится вывод нового аналитического выражения во временной области для множителя направленности линейно поляризованного поля элементарного излучателя металлической плоской поверхности с бесконечной проводимостью в зависимости от времени и угла интегрирования. Мы также приводим новое уравнение для первообразной импульсной характеристики линейно поляризованного поля плоской апертуры в виде эллиптического интеграла второго рода. Мы объясняем, что это уравнение относится к плоской апертуре любой формы. Мы показываем, что эти результаты хорошо согласуются с численным моделированием методом конечного интегрирования.

1. Введение

Импульсные поля апертурных антенн [1] становятся актуальными в связи с постоянным расширением полосы рабочих частот систем связи. Для расчета поля апертурной антенны на монохроматическом (узкополосном) сигнале обычно используют либо апертурный, либо токовый методы расчета поля [1-2].

В работах [3]-[6] используется метод физической оптики во временной области (TD-PO), при котором контур интегрирования находится на поверхности апертуры. Аналогом подхода TD-PO является метод интегрирования по апертуре во временной области (TD-AI) [7]. Элемент Гюйгенса часто используется в качестве апертурного элемента в апертурном методе. Однако использование элемента Гюйгенса справедливо только для составляющих поля в свободном пространстве.

В теории апертурных антенн [1-3] предполагается, что ток на поверхности металла равен $\vec{J}_s = 2[\vec{n}, \vec{H}_s]$, где $\vec{n}$ - вектор нормали к апертуре, а $\vec{H}_s$ - магнитное поле на поверхности апертуры. Следует отметить, что это выражение верно, если поверхность апертуры является идеально проводящей и имеет бесконечные размеры.

2. Теория

Как показано в [3] первообразная импульсной переходной характеристики $\hat{E}(\vec{r}, t)$ в точке наблюдения $\vec{r}$ может быть представлена в виде:

$$\hat{E}(\vec{r}, t) = \frac{1}{2\pi c} \iint_{S_a} \frac{g(\vec{r}_a) \alpha(\vec{r}, \vec{r}_a) \delta(t - |\vec{r} - \vec{r}_a|/c)}{|\vec{r} - \vec{r}_a|} dS_a, \quad (1)$$

где $g(\vec{r}_a)$ амплитуда распределения поля по апертуре (здесь мы считаем $g(\vec{r}_a) = 1$), $\alpha(\vec{r}, \vec{r}_a)$ - поляризационный множитель, определяющийся диаграммой направленности элемента апертуры, δ - дельта функция, $\vec{r}_a$ - радиус-вектор точки на апертуре.

В работах [3-6] показано, что использование техники интегрирования дельта-функции сложного аргумента, позволяет в каждый момент времени свести интегрирование по поверхности к интегрированию по линии C_a . Окружность C_a является окружностью радиуса $r_{ct} = \sqrt{(ct)^2 - z^2}$, с цен-

¹ Работа выполнена при поддержке Научного фонда Национального исследовательского университета «Высшая школа экономики» (НИУ ВШЭ) в 2020г. (грант № 20-04-027) и в рамках государственной поддержки ведущих университетов Российской Федерации "5-100".

тром в точке $\vec{r}_0$ (см. рис.1 б). Вектор $\vec{r}_0$ является проекцией вектора $\vec{r}$ на апертурную плоскость. Интеграл по углу φ определяется дугой окружности. Пределы интегрирования φ_1, φ_2 определяются точками пересечения окружности C_a с краями апертуры. Поляризационный множитель может быть выражен как:

$$\alpha(t, \varphi) = \sqrt{1 - (1 - (z/ct)^2) \sin^2(\varphi)}. \quad (2)$$

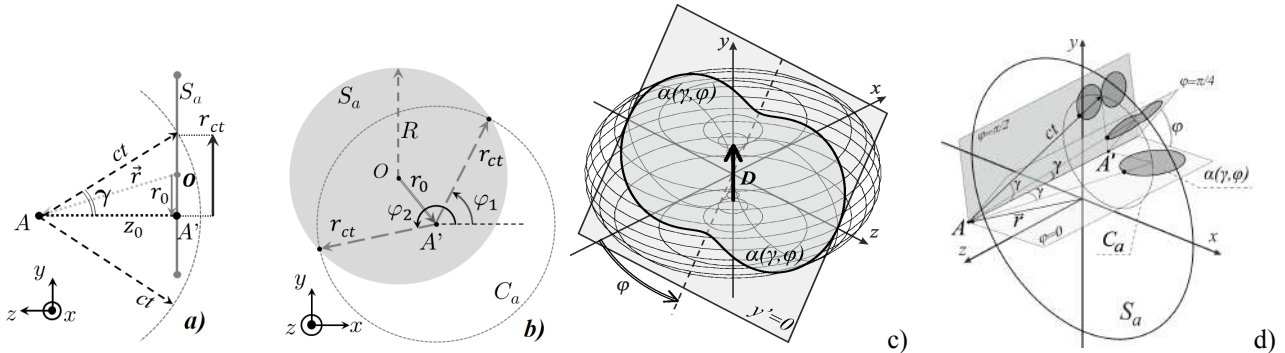


Рисунок 1. а) апертюра S_a , сфера интегрирования радиуса ct и угол γ ; б) апертюра S_a , контур интегрирования C_a и углы φ_1, φ_2 ; в) диполь D и его ДН в трехмерном пространстве; д) апертюра S_a , контур интегрирования C_a и различные ДН $\alpha(\gamma, \varphi)$ в зависимости от угла интегрирования φ

Если мы введем параметр $\beta = 1/(1 - (z/ct)^2)$, то $\hat{E}(\vec{r}, t)$ может быть записана в виде:

$$\hat{E}(\vec{r}, t) = \frac{1}{2\pi\beta} \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \sqrt{\beta - \sin^2(\varphi)} d\varphi = \left(\frac{\sqrt{2\beta + \cos(2\varphi)} - 1}{\sqrt{2\beta + \cos(2\varphi)} - 1/b} \right) \mathbb{E}\left(\varphi \middle| \frac{1}{\beta}\right) \quad (3)$$

Здесь $\mathbb{E}\left(\varphi \middle| \frac{1}{\beta}\right)$ эллиптический интеграл второго рода с параметром $1/\beta$.

3. Заключение

Полученные выражения для поля (2), (3) позволяют более точно рассчитать линейно поляризованное поле плоских металлических апертур на больших площадях пространства, где применение численных методов расчета (FIT, метод моментов и др.) становятся трудно реализуемыми. Таким образом, повышается точность подхода TD-РО для линейно поляризованного поля. В связи с этим многие вопросы, обсуждающиеся на протяжении последних 70 лет и связанные с пространственным распределением линейно поляризованного поля апертурных антенн, могут быть решены более легко и с большей точностью.

Список литературы

- [1] C. E. Baum and E. G. Farr, "Impulse radiating antennas," in *Ultra-Wideband/Short-Pulse Electromagnetics*, H. L. Bertoni, C. E. Baum, and L. B. Felsen, Eds. New York, NY, USA: Plenum, 1993, pp. 139–147.
- [2] R. C. Hansen, *Microwave Scanning Antennas*. New York, NY, USA: Academic, 1964.
- [3] S. P. Skulkin, V. I. Turchin, "Transient field calculation of aperture antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-47, pp. 929-932. May 1999.
- [4] S. P. Skulkin, V. I. Turchin, N. I. Kascheev, and D. M. Ponomarev, "Transient Field Calculation of Aperture Antennas for Various Field Distributions Over the Aperture". *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 2295-2298, 2017.
- [5] S. P. Skulkin, V. I. Turchin, and N. I. Kascheev, "Range distance requirements for large antenna measurements for square aperture with uniform field distribution," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 17, no. 7, pp. 1257–1260, Jul. 2018.
- [6] S. P. Skulkin, N.A. Lysenko, G.K. Uskov, and N. I. Kascheev, "Transient Far Fields of Aperture Antennas". *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 18, pp. 1036-1040, 2019.
- [7] H.-T. Chou, "General Diffraction Mechanism Interpretation of Electromagnetic Transient Scattering from Large Scatterers by Time-Domain aperture Integration Technique," *IEEE Trans. Antennas Propag.* vol. 67, no. 10, 6574 - 6584, Oct. 2019.

Исследование синтеза секторной диаграммы направленности методом разложения по нечетным функциям Матье¹

¹ Русов Ю. С., ² Пропастин А. А.

¹ МГТУ им. Н.Э. Баумана

г. Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1, 105005, Российская Федерация
rusov.yu.s@gmail.com

² АО НПП «Салют», МГТУ им. Н.Э. Баумана

г. Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1, 105005, Российская Федерация
aaprop2512@mail.ru

Аннотация: Проведено исследование возможности синтеза секторной диаграммы направленности (ДН) с помощью разложения целевой диаграммы направленности в ряд по нечетным функциям Матье. Особое внимание уделено таким характеристикам синтезированной диаграммы направленности, как ширина главного лепестка по уровню -1 дБ и неравномерность вершины главного лепестка диаграммы направленности. Проведен синтез секторной диаграммы направленности для линейных излучателей различной длины. Выполнена оценка сходимости коэффициентов ряда Матье при синтезе секторной диаграммы направленности. Показано, что использование кусочно-линейной аппроксимации целевой диаграммы направленности при синтезе с помощью разложения в ряд по нечетным функциям Матье позволяет улучшить параметры формируемой ДН.

1. Введение

Синтез излучающих систем, формирующих секторные диаграммы направленности, имеет ряд отличительных особенностей, таких как наличие точек разрыва на границах рабочего сектора углов главного лепестка ДН, которые препятствуют сходимости ряда Фурье, и возникновение осцилляций (экстремумов) в этих точках, которые связаны с эффектом Гиббса [1]. В связи с этим накладываются ограничения на выбор метода для синтеза секторной ДН. Наиболее распространенными методами синтеза, с помощью которых можно получить секторную ДН хорошего качества, являются: метод парциальных диаграмм, метод интеграла Фурье и метод изменяющихся проекций [2]. Метод синтеза, использующий разложение целевой диаграммы направленности в ряд по нечетным функциям Матье, был предложен А.А. Пистолькорсом [3, 4]. Согласно этому методу ДН может быть точно воспроизведена, если она разлагается в сходящийся ряд по нечетным функциям Матье. Представляет интерес применение данного метода для синтеза секторной ДН, формируемой многоэлементным излучателем. Такие излучатели могут использоваться для возбуждения зеркальных коллиматоров.

2. Теория

Рассматриваемый метод [5] основан на решении волнового уравнения в эллиптической системе координат (1), применяя к которому метод разделения переменных (2), уравнение в частных производных можно представить в виде системы из трех уравнений (3, 4, 5), два из которых являются уравнением Матье (4) и модифицированным уравнением Матье (5) соответственно.

$$(\nabla^2 + k^2)U(\mathbf{r}) = 0, \quad (1)$$

$$U = Z(z)S(v)R(u), \quad (2)$$

где $\mathbf{r}$ – координата по оси z , v – угловая координата, u – радиус эллипса, k – волновое число, S – нечетные функции Матье, R – нечетные функции Матье четвертого рода, Z – множитель сферической волны.

$$\left(\frac{d^2}{dz^2} + k_z^2\right)Z(z) = 0, \quad (3)$$

$$\left(\frac{d^2}{dv^2} + (\lambda - 2h^2 \cos(2v))\right)S(v) = 0, \quad (4)$$

$$\left(\frac{d^2}{du^2} - (\lambda - 2h^2 \cosh(2u))\right)R(u) = 0, \quad (5)$$

где h – параметр, равный $kd/4$, d – длина раскрытия антенны, λ – собственное значение уравнения Матье, k_z – проекция волнового вектора на ось z .

¹ Работа выполнена при поддержке АО НПП «Салют»

Исключительностью данного метода при синтезе ДН для непрерывного излучателя является особенность эллиптической системы координат. При равенстве радиуса эллипса нулю его фокальное расстояние вырождается в прямую, которая может быть представлена как линейный излучатель. Существуют различные варианты представления решения уравнения Матье, но для синтеза ДН используется представление нечетными функциями Матье, так как они удовлетворяют граничным условиям на концах излучателя для вектора напряженности электрического поля.

Решена задача синтеза амплитудно-фазового распределения для линейного излучателя с электрической длиной 30λ , 40λ и 50λ . Целевая ДН имеет следующие электрические характеристики: ширина главного лепестка 40° по уровню -1 дБ, уровень боковых лепестков (УБЛ) -20 дБ. Процедура синтеза выполнена для двух случаев. В первом случае целевая ДН представлена кусочно-постоянной функцией с заданной шириной (рис. 1 а). Во втором случае целевая ДН была задана с помощью кусочно-линейной аппроксимации вершины и скатов главного лепестка (рис. 1 б) [7].

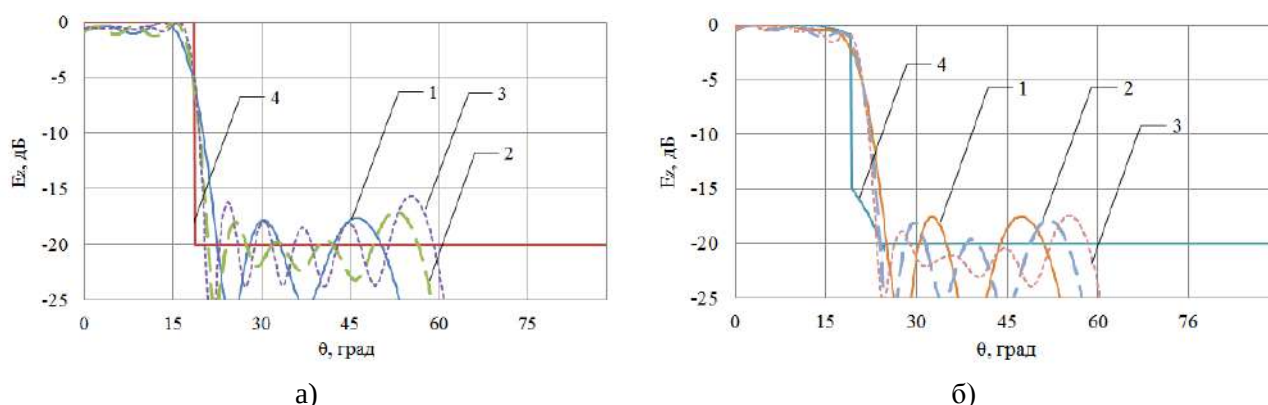


Рис 1. Синтезированные ДН: а) для длины излучателя: 1 – 30λ , 2 – 40λ , 3 – 50λ без аппроксимации целевой ДН, 4 – целевая ДН.; б) для длины излучателя: 1 – 30λ , 2 – 40λ , 3 – 50λ с кусочно-линейной аппроксимацией целевой ДН, 4 – целевая ДН

Сравнение полученных ДН показывает, что в первом случае ширина главного лепестка ДН по уровню -1 дБ составляет 37° , УБЛ изменяется от $-15,6$ до -17 дБ, а неравномерность вершины главного лепестка ДН лежит в пределах $0,9..1,2$ дБ. Во втором случае ширина главного лепестка ДН по уровню -1 дБ равна 39° , УБЛ $-17,5$ дБ, а неравномерность вершины главного лепестка не более $0,4$ дБ. Использование кусочно-линейной аппроксимации вершины и скатов главного лепестка целевой ДН позволяет обеспечить большее приближение к ней получаемой при синтезировании ДН.

3. Заключение

Применение рассмотренного метода позволяет получать синтезированные ДН для линейных излучателей различной длины, а также соответствующие им амплитудно-фазовые распределения и коэффициенты ряда Матье. Оценка сходимости ряда Матье показывает, что использование линейной аппроксимации заданной ДН позволяет ускорить сходимость ряда Матье в некоторых случаях до 2,7 раз. Точность воспроизведения секторной ДН методом синтеза с помощью разложения по нечетным функциям Матье дает хорошие результаты при синтезе амплитудно-фазового распределения для линейных излучателей с электрической длиной 10λ и более.

Список литературы

1. Фихтенгольц Г.М. Курс дифференциального и интегрального исчисления. В 3 т. Т. 2. М.: Физматлит, 2016. 800 с.
2. Maitloux R.J. Phased array antenna handbook. 3rd ed. Boston, London: Artech House Inc. 2017. 506 p.
3. Пистолькорс А.А. Применение функций Матье для расчета распределения поля антенны по заданной диаграмме направленности // Доклады Академии наук СССР. 1953. Т. LXXXIX, № 5. С. 849 – 852.
4. Зелкин Е.Г., Соколов В.Г. Методы синтеза антенн: Фазированные антенные решетки и антенны с непрерывным раскрытием. М.: Сов. радио, 1980. 296 с.
5. Davies T.V., McLachlan N.W. Theory and Application of Mathieu Functions // Math. Gaz. 1947. Т. 31. № 297. 300 p.
6. Strelkov N.O. Coisson R. Scilab Toolbox for Calculating of Mathieu Functions // 2018 IV International Conference on Information Technologies in Engineering Education (Inforino). Moscow, 2018. Pp. 1 – 6.
7. Митрохин В.Н., Пропастин А.А. Синтез излучающей системы, формирующей секторную диаграмму направленности с минимизацией эффекта Гиббса // Радиооптика, 2016. № 06. С. 1 – 13.

Цилиндрическая АФАР наземной системы связи

¹Овчинникова Е.В., ²Черкашин А.А., ¹Нгуен Динь То, ¹Кондратьева С.Г., ¹Шмачилин П.А.,
¹Гаджиев Э.В.

¹Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет) «МАИ»
Волоколамское шоссе, д.4, Москва, 125993, Российская Федерация
oea8888@gmail.com

²ООО «Радиокомп»,
Волгоградский проспект, д. 42, Москва, 109316, Российская Федерация
aa_cher@mail.ru

Аннотация: В работе рассмотрены различные схемы построения антенных систем с широкоугольным сканированием в азимутальной плоскости для наземной системы связи. Определены характеристики направленности и частотные характеристики таких антенн. Рассмотрены вопросы формирования и управления лучом. Разработаны модели отдельных элементов и цилиндрической антенной решетки.

1. Введение

В наземных системах связи наметился переход от слабонаправленных антенн к антенным решеткам с широкоугольным сканированием. Широкополосная антенная решетка с широкоугольным сканированием может быть реализована в виде конформной или пространственной активной фазированной антенной решетки (АФАР). К таким антеннам можно отнести пространственные и поверхностные цилиндрические антенные решетки. При этом пространственные антенные решетки имеют лучшие энергетические и стоимостные характеристики, чем конформные и плоские. Но это достоинство пространственных антенных решеток сильнее проявляется с увеличением эквивалентного излучающего раскрытия. В рассматриваемом случае он составляет 1,5 от длины волны. Поэтому существенной разницы между коэффициентом усиления (КУ) пространственной и цилиндрической антенны не будет. Кроме того, для построения пространственных антенных решеток с широкоугольным сканированием необходимы ненаправленные в азимутальной плоскости излучатели. Таким образом, для построения концентрической цилиндрической или цилиндрической антенной решетки, необходимо, чтобы шаг излучателей в эквивалентной апертуре был меньше длины волны.

При коммутационном сканировании в схеме из восьми элементов будут отсутствовать искажения ДН, т.к. при любом положении луча проекции элементов на эквивалентный излучающий раскрыт будут одинаковыми.

2. Схемы построения пространственной и поверхностной цилиндрических АФАР

В пространственной АФАР возбуждаются все излучатели с фазовым распределением, соответствующем формированию максимума излучения в заданном направлении в азимутальной плоскости. На рис.1 приведен вариант построения концентрической цилиндрической антенной решетки и показана пространственная ДН.

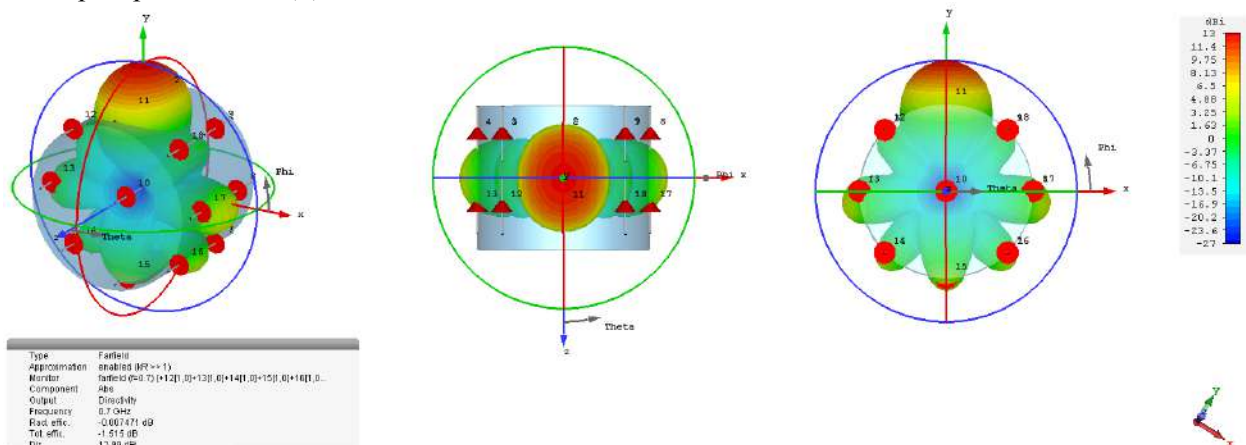


Рис. 1. Концентрическая цилиндрическая антенная решетка

На рис. 2 показан вариант построения цилиндрической антенной решетки и показана пространственная ДН.

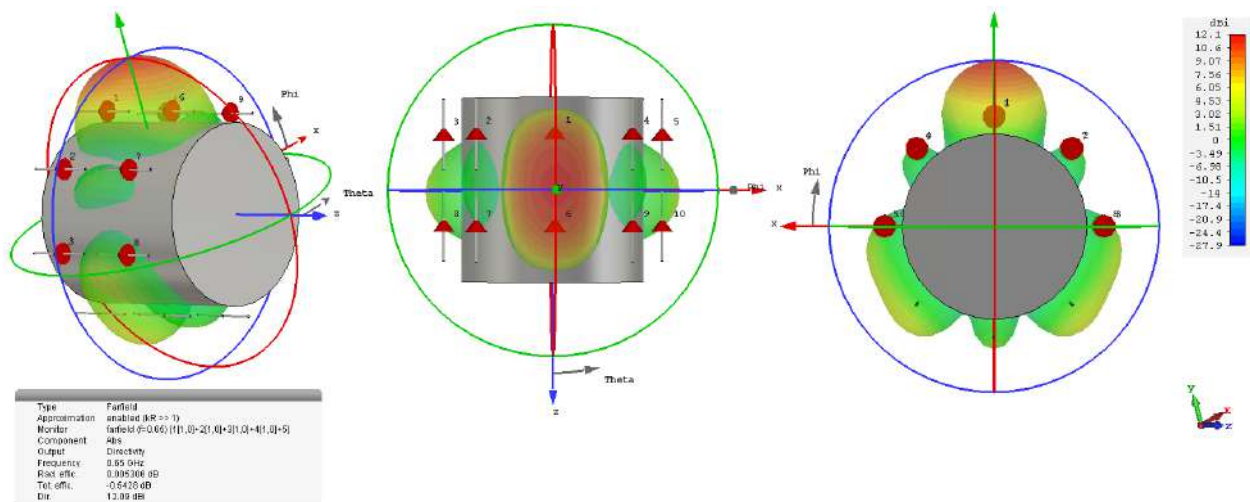


Рис. 2. Цилиндрическая антенная решетка

При формировании ДН в цилиндрической антенной решетке работают только 5 элементов. Остальные элементы, находящиеся в области тени, отключаются. Усиление одного элемента увеличивается за счет размещения над экраном. Рассмотренные схемы построения отличаются числом элементов и усилением. Однако при малом размере эквивалентной апертуры различие в усилении оказывается незначительным порядка 1 дБ.

3. Моделирование цилиндрической АФАР

Элементы цилиндрической антенной решетки должны быть компактными и работать в 9% полосе. Микрополосковые антенны узкополосны их рабочая полоса обычно составляет не более 1-3%, но благодаря их высокой технологичности и удобству совмещения с цифровыми устройствами, разработчики стараются расширить рабочий диапазон частот. В работах [1-7] рассмотрены различные способы расширения рабочей полосы микрополосковых антенн. Перспективным направлением является построение полосковых рупорных антенн на воздушных полосковых линиях или с использованием технологии многослойной печати [7].

В докладе также приведены характеристики направленности и частотные характеристики микрополосковых модулей из которых формируется цилиндрическая АФАР. Модели излучателей рассчитаны с учетом параметров материала подложки RO4003C, а возбуждение излучателей в модулях осуществляется коаксиальным кабелем SF-085/086-FEP.

4. Заключение

Разработана модель цилиндрической АФАР, состоящей из микрополосковых излучателей. Проведена параметрическая оптимизация излучателей с целью улучшения частотных характеристик согласования и направленности. Определены энергетические и частотные характеристики антенной решетки при сканировании.

Список литературы

1. Руднев Е. А., Хромых Е. А., Чаплыгин А. А., Шульженко С. Н. Широкополосная плоская антенна. Патент РФ №2272340.
2. Нечаев Ю.Б., Борисов Д.Н., Мальцев А.С. Увеличение полосы рабочих частот микрополосковых антенн для систем связи// Вестник Воронежского института МВД России. - 2008. - №1. - с. 138-146.
3. Папилов К.Б. Малогабаритные многослойные печатные антенны. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Москва 2015г.-164с.
4. Бабичев Д.А. Разработка и исследование микрополосковой антенны на основе фрактального подхода. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Санкт-Петербург 2016г.-104с.
5. Юрцев О.А. Резонансные и апертурные антенны. Ч.2: Методическое пособие по курсу "Антенны и устройства СВЧ" для студентов специальности "Радиотехника". В 3 Ч. - Мн.: БГУИР, 2000, 89 с.
6. D.I. Voskresenskiy, E.V. Ovchinnikova, Nguen Dinh To, S.G. Kondratyeva, P.A. Shmachilin Printed emitters with distributed excitation. 6th International Conference «Engineering and Telecommunication En&T-2019». Москва, 20-21 ноября 2019 г.
7. Е.В. Овчинникова, С. Г. Кондратьева, П. А. Шмачилин, Нгуен Динь То, А. Г. Генералов, Э. В. Гаджиев, М. Р. Салихов. Применение рупорной антенны в качестве бортовой антенны радиолинии передачи целевой информации. Журнал «Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ.» – 2019. – Т. 173. – № 6. – С. 41 – 50.

Анализ характеристик многолучевой сферической линзовой антенны Ка диапазона

¹ Мануилов М.Б., ¹ Кобрин К.В., ² Следков В.А., ² Li Zimeng

¹ Южный федеральный университет
г. Ростов-на-Дону, 344090, Российская Федерация
m_manuilov@sfedu.ru

² Guandong Sigtenna Communication Technology Co., Ltd.,
Dongguan, China

Аннотация: В работе предложена концепция построения многолучевой антенны для базовых станций мобильных систем связи, работающих в диапазоне 24.25-27.5 ГГц и относящихся к поколению 5G. Антенна спроектирована на основе сферической линзы, состоящей из 8 однородных слоев и реализует спадающую радиальную зависимость диэлектрической проницаемости. Выбранная зависимость $\epsilon(r)$ является обобщением известной формулы для линзы Лüneберга. В рабочем диапазоне антенна формирует систему лучей, ширина которых в горизонтальной и вертикальной плоскости составляет $2\theta_{0,1} = 11.8^\circ - 10.2^\circ$, уровень пересечения лучей около -10° , уровень боковых лепестков составляет -21дБ .

1. Введение

Динамичное развитие мобильных систем связи предъявляет все более высокие требования к пропускной способности каналов связи и к антеннам базовых станций. Как правило антенны базовых станций обслуживают угловой сектор шириной $90-120^\circ$ в горизонтальной плоскости. Обычно такие антенны представляют собой вертикальную линейную антенную решетку (АР) с двумя наклонными поляризациями, которая формирует узкий луч в вертикальной плоскости и широкий луч в горизонтальной плоскости. Для повышения пропускной способности мобильных систем связи в последнее время все более широкое применение находят многолучевые антенны, в которых сектор обслуживания в горизонтальной плоскости перекрывается системой более узких лучей, каждый из которых связан со своей базовой станцией. Известные реализации многолучевых антенных решеток для сотовой связи, которые формируют несколько лучей в горизонтальной плоскости имеют ряд недостатков: высокий уровень боковых лепестков, низкая развязка, невозможность независимого управления наклоном различных лучей.

В [1] была предложена и реализована многолучевая антенна для базовых станций мобильной связи на основе радиочастотной сферической линзы, которая обеспечила рекордно высокий уровень характеристик. В настоящее время ведутся интенсивные исследования в области систем мобильной связи 5G. В этой связи актуальна разработка многолучевых сферических линзовых антенн сантиметрового и миллиметрового диапазона для базовых станций. На текущий момент известен ряд технологий, позволяющих реализовать линзовые антенны для данных диапазонов [2-4].

2. Постановка задачи и результаты анализа

Рассмотрим задачу разработки многолучевой сферической линзовой антенны для базовых станций диапазона 24.25...27.5 ГГц. Антенна должна работать на двух линейных поляризациях, имеющих наклон к горизонту $\pm 45^\circ$. Ширина лучей по уровню -10 дБ должна составлять $2\theta_{0,1} = 12^\circ$ в горизонтальной и вертикальной плоскости, уровень пересечения соседних лучей равен -10 дБ . Уровень боковых лепестков не должен превышать -18 дБ .

Решение включало следующие этапы: (i) оценка оптимальных размеров линзы и профиля зависимости ее диэлектрической проницаемости от радиальной координаты; (ii) поиск конструкции и электродинамическая оптимизация характеристик двухполяризационного облучателя; (iii) электродинамический анализ и оптимизация характеристик линзовой антенны при ее возбуждении решеткой облучателей.

Исходя из требований к направленности антенны был найден диаметр линзы ($d=112\text{мм}$). В качестве функции, определяющей зависимость диэлектрической проницаемости линзы от радиальной координаты, была использована следующая функция [5]:

$$\epsilon(r) = \frac{1}{f^2} \left(1 + f^2 - \left(\frac{r}{R} \right)^2 \right) \quad (1)$$

где r - расстояние от центра сферы, R - внешний радиус линзы, f - отношение фокусного расстояния к радиусу линзы.

Формула (1) является обобщением известной формулы для линзы Лунеберга, причем (1) позволяет выбрать положение фокуса линзы, в частности, вынести его на некоторое расстояние от поверхности линзы. В рассматриваемом случае $f=1.1$, т.е. положение фокуса выбрано на расстоянии $1.1R$ от центра линзы. Поскольку реализация монотонной зависимости (1) вызывает технологические сложности, рассматриваемая линзовая антенна представляет собой 8-слойную структуру с однородными слоями (рис. 1), диэлектрическая проницаемость которых определяется из (1) и меняется в пределах $\epsilon=1.82-1.1$.

Фокусирующие свойства линзы исследовались на основе решения задачи дифракции плоской волны и определения величины и положения максимума напряженности электрического поля при различном числе слоев. Для этого использовалось строгое аналитическое решение, основанное на методе разделения переменных и представлении падающего и рассеянного полей через электрический и магнитный потенциалы Дебая [6].

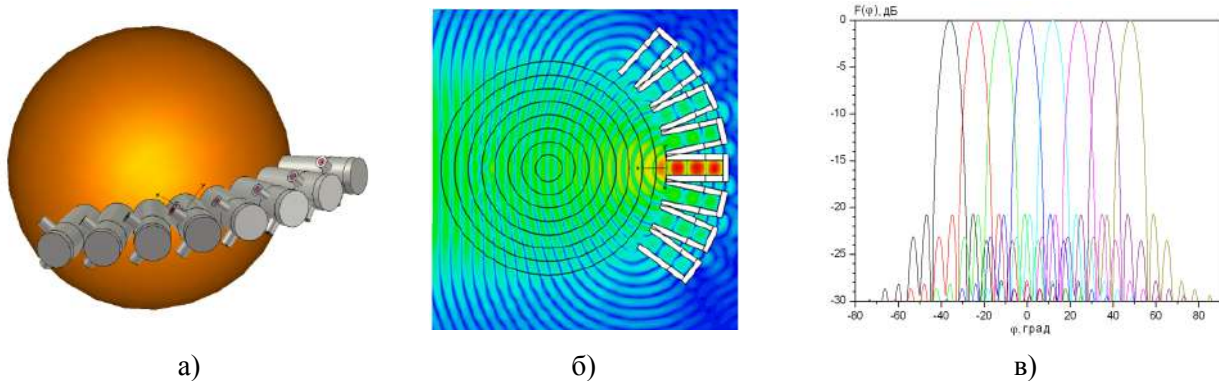


Рис. 1. Многолучевая антенна на основе сферической линзы для диапазона 24.25-27.5 ГГц: а) трехмерная модель; б) распределение напряженности поля E на 26 ГГц; в) ДН в горизонтальной плоскости на 24.25 ГГц

В качестве облучателя линзы был использован излучатель на основе круглого волновода с двумя коаксиально-волноводными переходами, обеспечивающими возбуждение двух ортогональных линейных поляризаций. Фазовый центр облучателя помещался в фокус линзы, ширина диаграммы направленности (ДН) облучателя $2\theta_{0.5} = 65^\circ$.

В результате электродинамического моделирования 8-лучевой линзовой антенны (рис.1) были достигнуты следующие характеристики: ширина лучей в горизонтальной плоскости в рабочем диапазоне $2\theta_{0.1} = 11.8^\circ-10.2^\circ$, уровень пересечения лучей $-10^\circ \dots -13^\circ$, уровень боковых лепестков -21 дБ, уровень кроссполяризационной составляющей излученного поля менее -23 дБ, коэффициент усиления $28-29.2$ дБ, коэффициент отражения на входах облучателей -18 дБ, поляризационная развязка -20 дБ.

3. Заключение

Предложена концепция построения многолучевой антенны для базовых станций мобильной связи сантиметрового и миллиметрового диапазона, относящихся к поколению 5G. Исследована многолучевая сферическая линзовая антенна для диапазона 24.25...27.5 ГГц, работающая на двух наклонных поляризациях ($\pm 45^\circ$) и формирующая систему лучей шириной $2\theta_{0.1} = 12^\circ$, с уровнем пересечения лучей около -10° и низким уровнем боковых лепестков (-21 дБ). Достигнутые характеристики не являются предельными и могут быть улучшены.

Список литературы

1. Афанасьев П.О., Мануилов М.Б., Матыцин С.М., Следков В.А. Многолучевая антенна на основе линзы Лунеберга для базовых станций сотовой связи // Антенны, 2015, № 3 (214), с. 16-21.
2. Li Y., Ge L., Chen M., Zhang Z., Li Z., Wang J.. Multibeam 3-D-Printed Luneburg Lens Fed by Magnetoelectric Dipole Antennas for Millimeter-Wave MIMO Applications // IEEE Trans. Antennas and Propag., Vol. 67, № 5, 2019, P. 2923- 2933.
3. Brakora K.F., Halloran J., Sarabandi K.. Design of 3-D Monolithic MMW Antennas Using Ceramic Stereolithography // IEEE Trans. Antennas and Propag., Vol. 55, № 3, 2007, P. 790-797.
4. Biswas S., Mirotznik M.S.. Customized shaped Luneburg Lens Antenna Design by Additive Fabrication // Proc. of 18th International Symp. on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (Waterloo, Canada, Aug.19-22, 2018, ANTEM), P. 1-2.
5. Lock J. A. Scattering of an electromagnetic plane wave by a Luneburg lens. I. Ray theory // Journal of Optical Society of America. A. Vol. 25, № 12. 2008, P. 2971-2979.
6. Afanasyev P.O., Akopov A.A., Lerer A.M., Manuilov M.B. Scattering of a Plane Electromagnetic Wave by a Multilayer Spherical lens // Radiophysics and Quantum Electronics, Vol. 61, № 7, 2018, P. 516-527.

Антенна с разностной диаграммой направленности для навигационных систем

¹Афонин И. Л., ¹Неведров М.Г., ¹Слезкин В.Г.

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

Аннотация: В данной работе рассматривается проблема пеленгации источника радиоизлучения методом минимума сигнала. Предлагается использовать двухканальный пеленгационный приёмник, в котором направление на источник определяется путём сравнения амплитуд сигналов, поступающих с выходов двух разнесённых антенн с разностными диаграммами направленности. На основе численного моделирования показано, что антенна с требуемыми электрическими параметрами может быть реализована на основе микрополосковой излучающей структуры, расположенной над плоским экраном.

1. Введение

В ряде радионавигационных систем [1] и систем радиочастотной идентификации (RFID) [2] требуется пеленговать на источник излучения на небольших расстояниях, но с высокой точностью. По нашему мнению, амплитудный метод по минимуму сигнала наиболее перспективен для таких систем. Антенна при этом должна иметь диаграмму направленности «разностного» типа (РДН): с двумя широкими лепестками и «нулём» в главном направлении [3]. При этом положение источника излучения по моменту резкого спада уровня принимаемого сигнала можно зафиксировать в пределах нескольких градусов [4].

В данном докладе рассматривается возможность реализации двухэлементной антенны с однонаправленной РДН, предназначенной для применения совместно с двухканальным пеленгационным приёмным устройством, в котором обеспечивается определение направления на источник излучения путём сравнения уровней сигналов, принимаемых от двух антенн.

2. Теория

Рассмотрим схему пеленгации двумя антеннами с РДН, разнесёнными на базовое расстояние B и находящимися на дальности D до источника излучения (RS). Если главные направления обеих антенн параллельны линии дальности, то параллаксы правой антенны θ_R и левой антенны θ_L будут одинаковыми по величине, но противоположными по знаку (рис. 1 а), амплитуды же принимаемых сигналов, U_R и U_L , соответственно, будут равны друг другу (рис. 1 б). При угловом смещении источника излучения на некоторый угол $\Delta\theta$ амплитуды $U_{R\Delta}$ и $U_{L\Delta}$ станут разными.

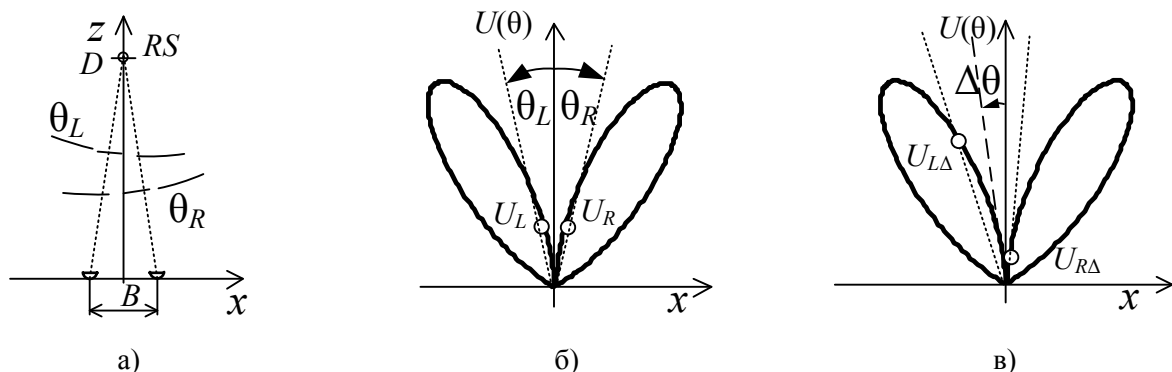


Рис. 1. Геометрия задачи (а) и уровни принимаемых сигналов без смещения RS (б) и при смещении на угол $\Delta\theta$ (в)

Пока угол $\Delta\theta$ меньше параллаксы θ_R , уровень сигнала в одном из каналов (например, в правом, см. рис. 1 в) будет снижаться, а в другом — возрастать, что приведёт к увеличению разности уровней $\Delta U(\Delta\theta)$

$$\Delta U(\Delta\theta) = |U_{L\Delta} - U_{R\Delta}|. \quad (1)$$

Ясно, что максимальное значение разности $\Delta U_{\max}$ достигается при смещении $\Delta\theta$, равном параллаксу θ_R

$$\Delta U_{\max} = \Delta U(\theta_R) = \Delta U(\theta_L) = U_R = U_L. \quad (2)$$

Зная параметры динамического диапазона, чувствительности пеленгационного приёмника и параметры РДН антенн, из (2) нетрудно найти необходимую величину параллакса θ_R , θ_L

$$|\theta_R| = |\theta_L| = \arctg(B/2D). \quad (3)$$

Однако при практической реализации двухканального пеленгатора возникают трудности, связанные с формой РДН: уровень «нуля» РДН должен быть существенно ниже уровня, ограниченного чувствительностью приёмника; РДН обеих антенн должны обладать высокой степенью идентичности. Нарушения данных условий могут возникать из-за технологических неточностей, вследствие действия факторов окружающей среды и из-за нарушения амплитудно-фазовых соотношений в полосе рабочих частот антенн.

За основу реализации антенны с РДН целесообразно взять широкополосную однонаправленную антенну, конструкция которой обеспечивала бы высокую повторяемость размеров при мелкосерийном производстве. Подобными свойствами обладает антенна с микрополосковой излучающей структурой, расположенной на расстоянии около четверти длины волны над плоским экраном на двух цилиндрических стойках и возбуждаемой коаксиальным кабелем, проложенным в полости одной из стоек [5]. Если в единой конструкции объединить две подобные излучающие структуры, то противофазность их возбуждения будет обеспечена естественным путём, без изгибов питающей микрополосковой линии (МПЛ) (рис. 2).

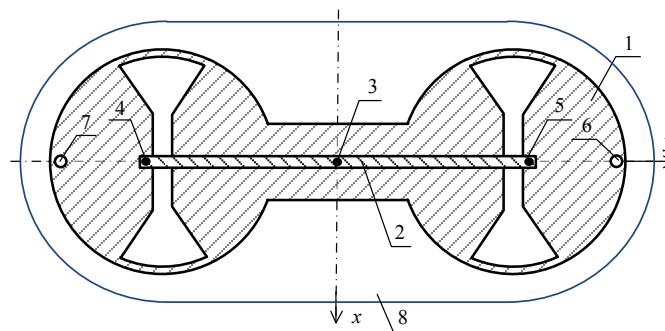


Рис. 2. Схема излучающей структуры антенны с РДН

Излучающая структура 1 (см. рис. 2), имеющая два выреза, возбуждается отрезком МПЛ 2 (диэлектрическое основание на схеме не показано), к которой в точке 3 подключён центральный проводник коаксиального кабеля. Концы отрезка МПЛ соединены штырями с противоположными краями вырезов в точках 4 и 5, чем обеспечивается противофазность возбуждения вырезов. В токах 6 и 7 микрополосковую структуру поддерживают над плоским экраном 8 металлические штыри.

Моделирование предложенной антенны проводилось в среде *CST Studio Suite* [6] для рабочей частоты 2,45 ГГц, применительно к системам *RFID* [2]. Было установлено, что в пределах от 2,4 ГГц до 2,5 ГГц КСВ входа модели не превышал 1,6; реализуется РДН с идеальным «нулём» между двумя лепестками, максимумы которых отстоят друг от друга примерно на 80° .

3. Заключение

Предложена антенна с разностной диаграммой направленности для работы в двухканальной системе пеленгации источника радиоизлучения, работающей на принципе сравнения уровней сигналов, поступающих в приёмное устройство с выходов двух идентичных антенн. Основные электрические параметры антенны обеспечивает плоская микрополосковая излучающая структура, которая может быть изготовлена по печатной технологии.

Список литературы

1. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория: справочник. Под ред. Я. Д. Ширмана. М.: Радиотехника, 2007. 512 с.
2. Шарфельд Т. Системы *RFID* низкой стоимости. М.: Мир, 2014. 97 с.
3. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высш. шк., 1988. 432 с.
4. Mishoostin, B. A., Slyozkin, V. G. Radiation Pattern Parameters of the Cophasal-and-Counterphase Antenna Array // *IEEE Xplore Digital Library*. 2017. Pp. 53–54. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://doi.org/10.1109/RSEMW.2017.8103561> (дата обращения: 04.05.2020).
5. Неведров М. Г., Слезкин В. Г. Диапазонный облучатель антенны нелинейного локатора // VII Всеросс. науч.-техн. конф. «Студенческая наука для развития информационного общества» — (Ставрополь, 26—28 декабря 2017 г.). 2018. Сборник материалов. Часть 1. С. 411—415.
6. *CST Studio Suite: HF Design and Analysis*. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/> (дата обращение 10.05.2020).

Влияние неоднородной диэлектрической структуры на частотный диапазон биконической антенны

¹ Бобрешов А. М., ^{1,2} Серегина Е. А., ¹ Смусева К. В., ¹ Усков Г. К.

¹ ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет»
394018, г. Воронеж, Университетская площадь, 1, Российская Федерация
smusevaz@gmail.com

² АО «Концерн «Созвездие»
394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, 14, Российская Федерация

Аннотация: В данной работе представлены результаты исследования влияния неоднородной диэлектрической структуры на ширину полосы рабочих частот биконической антенны. Рассматривалось согласование антенны с фидерной линией и характеристики направленности.

1. Введение

В современных радиоустройствах, средствах связи и измерительных приборах имеется тенденция к значительному увеличению полосы рабочих частот СШП устройств. В связи с этим возникает проблема излучения в пространство сверхкоротких импульсных сигналов в связи с ограниченностью ширины полосы рабочих частот большинства классических антенных устройств. Для расширения полосы рабочих частот апертурных антенн возможно использовать неоднородные диэлектрические структуры, позволяющие улучшить характеристики направленности и согласования по сравнению с антеннами без диэлектрических вставок [2], [3], [4].

В работе рассматривается влияние неоднородной диэлектрической структуры на частотные свойства биконической антенны.

2. Теория

В ходе работы были исследованы зависимости верхней и нижней границы (т.е. ширины) рабочей полосы частот биконической антенны от угла α , образованного между горизонтальной осью и образующей конуса антенного элемента (рис. 1). Исследования производились для двух случаев: для классического биконического антенного элемента и для биконического элемента, в раскрыве которого находится неоднородная диэлектрическая структура.

Неоднородная диэлектрическая структура представляет собой вставку, помещаемую между образующими биконическую антенну конусами и заполняющую собой пространство между ними. Диэлектрическая проницаемость такой вставки изменяется по следующему закону [4]:

$$\varepsilon(\varphi) = \varepsilon_{\max} \cos^2(\varphi), \quad (1)$$

где $\varepsilon(\varphi)$ — диэлектрическая проницаемость вставки в направлении φ , $\varepsilon_{\max}$ — максимальная диэлектрическая проницаемость в объёме диэлектрической вставки ($\varepsilon_{\max} = \varepsilon(0)$). Неоднородная диэлектрическая вставка служит для преобразования формы волнового фронта классической биконической антенны и улучшения её диаграммы направленности. Изготовление такой структуры возможно с применением технологий трёхмерной печати.

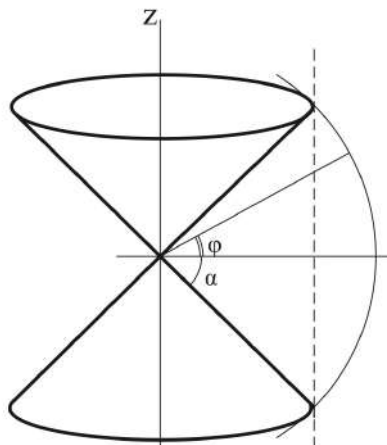


Рис. 1. Внешний вид биконической антенны

На рис. 2 показаны результаты сравнения ширины рабочей полосы частот. Отметим, что введение неоднородной диэлектрической вставки не оказывает значительного влияния на нижнюю граничную частоту рабочего диапазона биконической антенны. Сравнение граничных значений частот рабочего диапазона производилось по двум критериям: характеристикам согласования (Рис. 2а) и характеристикам направленности (Рис. 2б). При сравнении указанных параметров по согласованию антенны с фидерной линией, критерием служило значение коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН): антенна считалась работающей на данной частоте при значении КСВН меньше или равном 2. При определении граничных частот по характеристикам направленности антенны критерием служило превышение максимального значения усиления в некотором направлении φ усиления в направлении горизонта ($\varphi=0$) более, чем на 1 дБ.

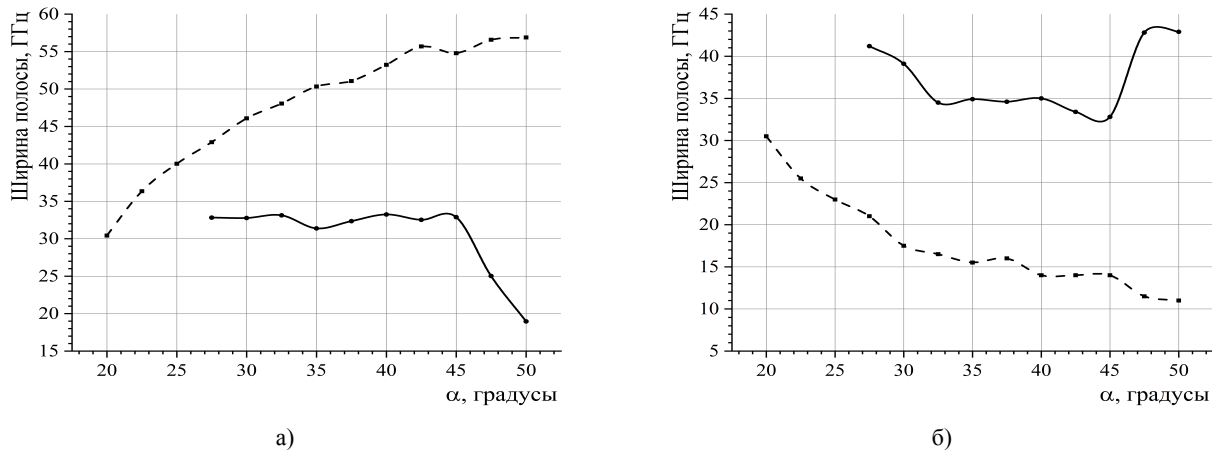


Рис 2. Зависимость ширины рабочей полосы частот от угла α : а) по характеристикам согласования; б) по характеристикам направленности (пунктирная линия – классический биконический элемент, сплошная линия - элемент с неоднородной диэлектрической вставкой)

Результаты, представленные на рис. 2, показывают, что, несмотря на то, что по характеристикам согласования, ширина полосы рабочих частот классического биконического антенного элемента выше, чем у элемента с неоднородной диэлектрической вставкой, направленные свойства такого элемента не позволяют использовать его во всей полосе согласования. В то же время ширина полосы частот по характеристикам направленности в случае использования элемента с диэлектрическим заполнением гораздо больше, чем у классического элемента. Таким образом, использование неоднородной диэлектрической вставки позволяет добиться постоянства формы диаграммы направленности биконического антенного элемента, а также, благодаря слабой зависимости значения граничной частоты от угла раскрытия антенны, позволяет уменьшить габаритные характеристики антенного элемента.

3. Заключение

Проведена оценка ширины полосы рабочих частот биконической антенны при фиксированном значении высоты антенны в зависимости от угла между образующими конусами для антенн с неоднородной диэлектрической структурой в пространстве раскрытия и без неё. Данная оценка проводилась с точки зрения влияния диэлектрической вставки на согласование биконической антенны и ее диаграмму направленности. Полученные результаты показали, что использование неоднородных диэлектрических вставок позволяет добиться стабильности направленных характеристик биконической антенны во всей полосе рабочих частот.

Список литературы

1. Зелкин Е. Г., Петрова Р. А. Линзовые антенны. — М.: Советское радио, 1974. — 280 с.
2. Бобрешов А.М., Кретов П.А., Сбитнев Н.С., Усков Г.К. Синтез неоднородной диэлектрической среды для улучшения характеристик ТЕМ-рупора // Радиотехника. 2016. № 6. С. 159–162.
3. Бобрешов А.М., Кретов П.А., Сбитнев Н.С., Усков Г.К. Экспериментальное исследование ТЕМ-рупора с неоднородным диэлектрическим заполнением // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2016. № 3. Т. 19. С. 6–10.
4. Бобрешов А.М., Маркова Е. А., Усков Г.К. Синтез неоднородной диэлектрической среды для улучшения направленных характеристик биконической антенны // Антенны. 2018. № 7. С. 33–39.
5. Бобрешов А.М., Серегина Е.А., Смусева К.В., Усков Г.К. Методики улучшения направленных свойств апертурных приемных элементов пеленгационной решетки // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2019. Т. 22. № 4. Ч. 1. С. 42–47.

Анализ электромагнитного поля апертуры ТЕМ-рупора во временной области при излучении СШП импульсных сигналов¹

¹ Бобрешов А. М., ² Скулкин С. П., ^{1,3} Лысенко В. А., ^{1,3} Копытин В. Е., ¹ Усков Г. К.

¹ Воронежский государственный университет

г. Воронеж, 394018, Университетская пл., 1, Российская Федерация

uskov@phys.vsu.ru

² Национальный исследовательский университет Высшая школа экономики

г. Нижний Новгород, 603014, Сормовское шоссе, 30, Российская Федерация

³ АО «Концерн «Созвездие»

г. Воронеж, 394018, ул. Плехановская, 14, Российская Федерация

Аннотация: Работа посвящена исследованию пространственно-временного метода расчёта импульсных характеристик апертурных излучателей для анализа электромагнитного поля ТЕМ рупора при излучении сверхширокополосных импульсных сигналов. Проведено сравнение аналитически полученных характеристик с результатами численного моделирования.

1. Введение

В работе рассматривается аналитический метод расчёта импульсных характеристик [1-5] для анализа процессов излучения и распространения сверхширокополосных (СШП) импульсных сигналов. При расчёте конкретных излучателей требуется уточнение метода и определение критерия применимости, что является особо важным при разработке новых систем СШП радиолокации и радиосвязи. В настоящее время достаточно большое внимание уделяется исследованию ТЕМ-рупорных СШП излучателей, представляющих собой открытый конец расширяющейся симметричной линии. Существуют методы [7-8], позволяющие значительно улучшить характеристики излучения таких антенн, среди которых выделяются неоднородные диэлектрические структуры, помещаемые в пространство раскрыва ТЕМ-рупоров [8]. В настоящей работе предложена модификация аналитического метода расчёта импульсных характеристик для расчета полей во временной области

2. Применение метода импульсных характеристик для анализа ТЕМ-рупора

Метод расчёта импульсных характеристик (ИХ) позволяет получать отклики поля в любой точке полупространства перед апертурой произвольной формы, в том числе и прямоугольной [1]. В работе было проведено численное моделирование ТЕМ-рупорной антенны с неоднородным диэлектрическим заполнением. На основе результатов моделирования была предложена аналитическая форма распределения мгновенных значений напряжённости поля в прямоугольной апертуре:

$$g(\vec{r}_a) = \left(1 - \frac{(r_{ct} \cos(\varphi) - |x_0|)^2}{(a/2)^2}\right)^n \cdot \left(1 - \frac{(r_{ct} \sin(\varphi) - |y_0|)^2}{(b/2)^2}\right)^m,$$

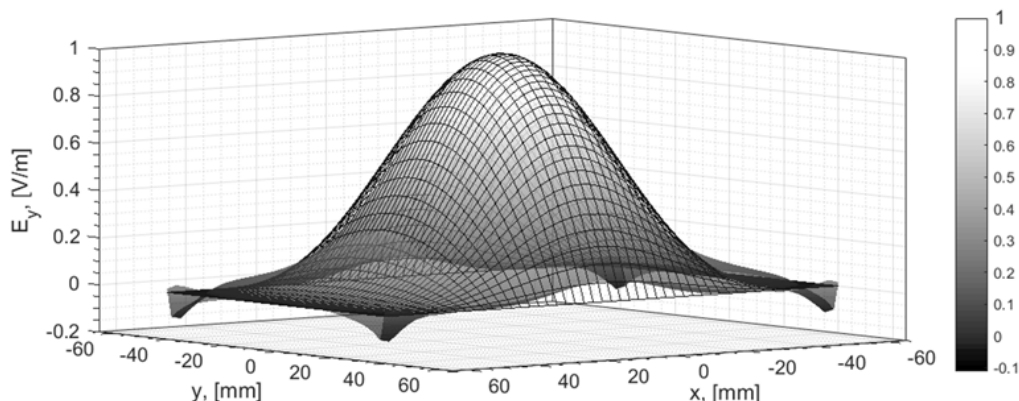


Рис. 1. Распределения поля в модели (поверхность) и в теории (сетка)

¹ Работа выполнена при поддержке Научного фонда Национального исследовательского университета «Высшая школа экономики» (НИУ ВШЭ) в 2020г. (грант № 20-04-027) и в рамках государственной поддержки ведущих университетов Российской Федерации "5-100".

где a и b – размеры прямоугольной апертуры, n и m – показатели скорости спада по той или иной координате, x_0 и y_0 – координаты точки наблюдения в апертуре, r_{ct} – расстояние от её проекции до точки интегрирования, φ – угол между r_{ct} и положительным направлением оси X. Выполнено сравнение аналитического распределения с численной моделью (рис. 1) и получено совпадение для найденных степеней в выражении: $n=4$, $m=1$.

С учетом полученного аналитического выражения были рассчитаны импульсные характеристики прямоугольной апертуры. Затем проведено сравнение результатов расчёта откликов ЭМ поля при излучении СШП импульсного сигнала ТЕМ-рупором численным и аналитическим методом расчёта ИХ. Анализ производился как для нескольких расстояний от апертурной плоскости излучателя, так на разных смещениях относительно центральной оси излучателя. Обнаружено, что результаты, рассчитанные разными методами, совпадают (рис. 2). Показано, что при выполнении соотношений пространственного размера сигнала и апертуры $2\tau c < a$ внутри прожекторного луча теоретический метод расчёта ИХ обладает достаточно высокой точностью.

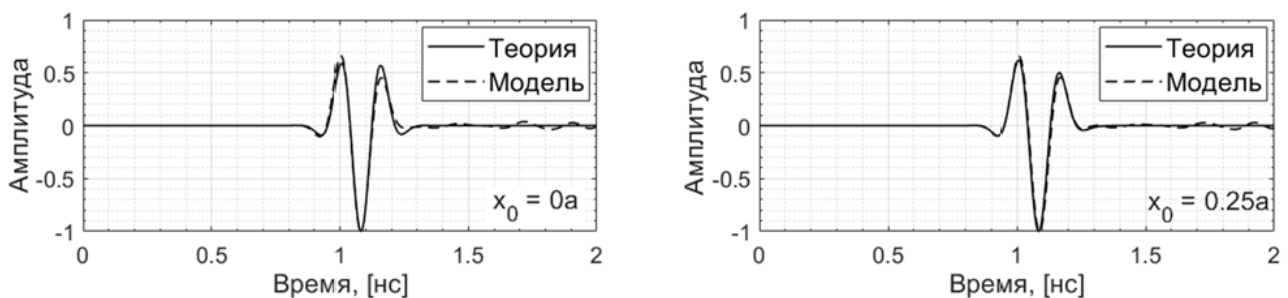


Рис 2. Сигналы на зондах, полученные численно (пунктирные линии) и аналитически (сплошные линии) для $x_0 = 0a$; $0.25a$.

3. Заключение

В работе получено распределение мгновенных значений напряжённости поля в апертуре ТЕМ-рупора с неоднородным заполнением. Исследование показало, что метод расчёта ИХ может быть использован для анализа ЭМ полей прямоугольных апертур, в частности ТЕМ-рупоров с близким к синфазному фронту волны в апертуре. При этом условие применимости метода предлагается записывать в виде $2\tau c < a$, где a – больший из двух размеров прямоугольной апертуры, а τ – длительность возбуждающего антенну импульса.

Список литературы

1. S. P. Skulkin, V. I. Turchin, "Transient field calculation of aperture antennas," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. AP-47, pp. 929-932, May 1999.
2. S. P. Skulkin, V. I. Turchin, N. I. Kascheev, and D. M. Ponomarev, "Transient Field Calculation of Aperture Antennas for Various Field Distributions Over the Aperture". IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 16, pp. 2295-2298, 2017.
3. S. P. Skulkin, V. I. Turchin, and N. I. Kascheev, "Range distance requirements for large antenna measurements for square aperture with uniform field distribution," IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 17, no. 7, pp. 1257–1260, Jul. 2018.
4. S. P. Skulkin, N.A. Lysenko, G.K. Uskov, and N. I. Kascheev, "Transient Far Fields of Aperture Antennas". IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 18, pp. 1036-1040, 2019.
5. H.-T. Chou, "General Diffraction Mechanism Interpretation of Electromagnetic Transient Scattering from Large Scatterers by Time-Domain aperture Integration Technique," IEEE Trans. Antennas Propag. vol. 67, no. 10, 6574 - 6584, Oct. 2019.
6. N. A. Lysenko, A. M. Bobreshov, N. S. Sbitnev, G. K. Uskov, S. P. Skulkin "Accuracy of the pulse characteristic calculation method for circular plane aperture transient field analysis", IEEE 2019 Antennas Design and Measurement International Conference (ADMInC), 16-18 Oct. 2019, DOI: 10.1109/ADMInC47948.2019.8969346
7. Экспериментальное исследование ТЕМ-рупора с неоднородным диэлектрическим заполнением / А.М. Бобрешов, П.А. Крегов, Н.С. Сбитнев, Г.К. Усков // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2016. Т. 19. № 3. С. 6-11.
8. Синтез неоднородной диэлектрической среды для улучшения характеристик ТЕМ-рупора // А.М. Бобрешов, П.А. Крегов, Н.С. Сбитнев, Г.К. Усков // Радиотехника. 2016. № 6. С. 159-162.

Разработка трехлучевой антенной решетки для базовых станций сотовой связи

¹ Рудаков В. А., Li Zimeng, Следков В. А., Тараненко В. В.

¹ *Guandong Signtenna Communication Technology Co., Ltd.,
Jin da Automobile logistic city, No.4, Yanwo village, Shipai Town, Dongguan, China
ruva240187@yandex.ru*

Представленная работа посвящена разработке АР, формирующей три луча с двумя наклонными поляризациями в секторе 120 градусов. Лучи такой антенны должны иметь уровень перекрытия -10 дБ и малые боковые лепестки, чтобы подключенные к ней базовые станции не создавали помехи друг другу и другим базовым станциям, обслуживающим соседние сектора. Формирование лучей с малыми боковыми лепестками и отклонением луча на большой угол от нормали к плоскости АР является сложной задачей. Во-первых, излучатели АР должны быть расположены очень близко друг к другу, чтобы обеспечить малый уровень дифракционного лепестка. Во вторых, ширина антенны должна быть достаточной для обеспечения уровня пересечения лучей -10 дБ. В третьих, на излучателях АР должно быть сформировано неравномерное амплитудное распределение, обеспечивающее заданный уровень боковых лепестков.

Среди многочисленных публикаций, посвящённых многолучевым АР, удалось найти только две аналогичные АР, покрывающие сектор 120 градусов. Патент [1] описывает АР, состоящую из подрешеток, которые сформированы парой рядов по 6 излучателей, сдвинутых относительно друг друга по горизонтали. Лучи формируются сложной диаграммообразующей схемой с тремя входами и 12 выходами, создающей неравномерное амплитудное распределение на излучателях. У среднего луча фазы на излучателях одинаковые, а у крайних лучей разница фаз между соседними излучателями 60 градусов. Патент [2] описывает АР, состоящую из 6 колонок излучателей, которые сдвинуты относительно друг друга по вертикали, чтобы уменьшить расстояние между колонками. Лучи формируются диаграммообразующей схемой (ДОС) с тремя входами и 6 выходами, создающей неравномерное амплитудное распределение на излучателях. У крайних лучей разница фаз между излучателями соседних колонок 90 градусов.

Моделирование показало, что взаимное влияние близко расположенных излучателей приводит к значительному увеличению первого бокового лепестка крайних лучей в конструкции, заявленной в [1]. Оказалось, что количество колонок в конструкции, заявленной в [2], и её ДОС не позволяют сформировать амплитудное распределение на излучателях, обеспечивающее малые боковые лепестки. Поэтому был проведён поиск оптимальной конструкции трёх лучевой АР, обеспечивающей уменьшение боковых лепестков. Расчёты показали, что для выполнения первого и второго условия подрешетка АР должна содержать не менее 9 излучателей, расположенных с шагом менее трети длины волны на рабочей частоте. Лучший результат получился для подрешетки с 11 излучателями, в которой один ряд содержит 5 излучателей, а второй 6 излучателей. Уменьшение количества излучателей в подрешетке позволило увеличить расстояния между излучателями и ослабить их взаимное влияние при сохранении ширины АР, необходимой для обеспечения заданной ширины луча. Для формирования оптимального амплитудного распределения на излучателях подрешетки с 11 излучателями разработана новая ДОС, которая описана в другом докладе, представленном на конференцию.

Спроектирована и изготовлена АР, работающая в диапазоне 1880-1920 МГц. Её излучатели представляют собой простые пластинки с отогнутыми ножками, которые закреплены на печатной плате и возбуждаются полосковыми проводниками, расположенными на поверхности печатной платы. Расположение излучателей на экране АР показано на Рис. 1. Крайние ряды содержат по 5 излучателей, а средние по 6 излучателей. Между излучателями каждого ряда расположены боковые стенки, которые уменьшают связь между излучателями и существенно улучшают диаграммы направленности крайних лучей. Такое расположение излучателей позволило поместить все печатные платы с возбуждающими полосковыми проводниками и делителями мощности на обратной стороне экрана, как показано на Рис. 2. Эти делители распределяют мощность между подрешетками и создают фазовые сдвиги, обеспечивающие заданный наклон лучей 6 градусов и малые боковые лепестки в вертикальной плоскости. Входы печатных плат соединены кабелями с выходами ДОС, которая расположена над печатными платами и на Рис.2 не показана.

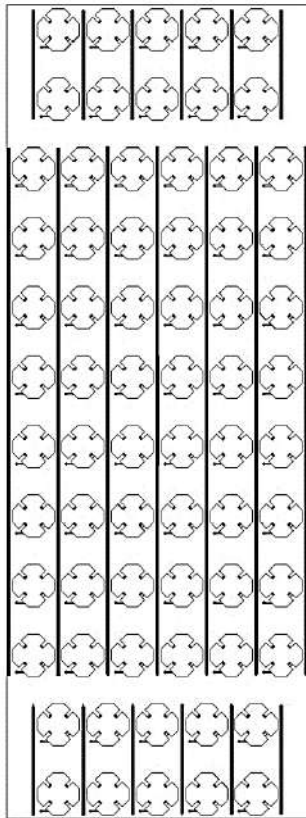


Рис. 1

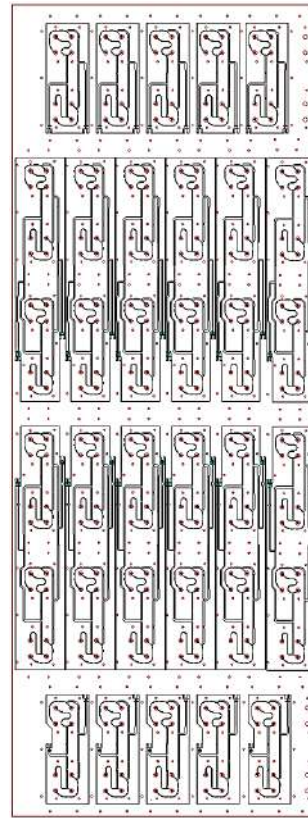


Рис. 2

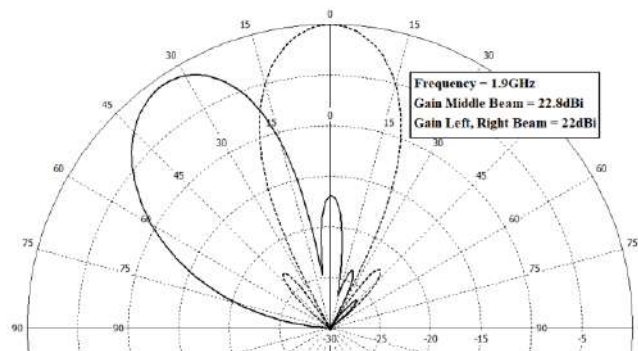


Рис. 3

Ширина лучей измеренных диаграмм направленности изготовленного образца отличается от рассчитанных менее чем на 1 градус. Коэффициент усиления среднего луча 21.5 дБ, а крайних 20.7 дБ. Боковые лепестки крайних лучей в горизонтальной плоскости не превышают -16 дБ, а среднего – 22 дБ. Боковые лепестки всех лучей в вертикальной плоскости не превышают -16 дБ. Уровень пересечения лучей -7.9 дБ, а ослабление на краях сектора 120 градусов -9.5 дБ.

Изготовленный образец имеет согласование -23дБ и изоляцию между выходами не хуже -22дБ. Разработанная антенная решетка имеет относительно простую и технологичную конструкцию. Она помещена в корпус из стеклотекстолита, габаритные размеры которого 115×500×1330 мм.

Список литературы

1. Пат. CN 106252901 A (Китай). 21.12.2016.
2. Пат. CN 208189786 U (Китай). 04.12.2018.

Антенная решетка для мобильной КВ радиостанции

¹ Карлов А.В., ¹ Кольчугин Ю.И., ¹ Минкин М.А., ² Пестовский К.И.

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 работе рассматриваются возможности создания быстроразвертываемых кольцевых антенных решеток КВ диапазона. Исследован петлевой вибратор на основе телескопической опоры с оперативно изменяемой рабочей длиной и кольцевая антенная решетка на его основе. Приведены основные характеристики.

1. Введение

Мобильные быстроразвертываемые радиостанции широко используются в составе полевых и резервных сетей радиосвязи диапазона ДКМВ [1, 2]. Для организации радиосвязи на стоянках или коротких остановках развертываются антенные системы, включающие до 10...15 антенн различных типов. Однако оперативность развертывания традиционных антенн и возможности их адаптации при регулярном изменении рабочих частот станции уже не удовлетворяют современным требованиям. Для повышения тактической гибкости мобильных КВ радиостанций необходимо создание максимально универсальных, быстроразвертываемых, оперативно адаптируемых антенных систем, обеспечивающих возможность оперативной организации радиосвязи на различных частотах на трассах различной протяженности.

2. Постановка рассматриваемой задачи

В работе рассматриваются возможности создания и основные характеристики быстроразвертываемых кольцевых антенных решеток КВ диапазона на основе излучателей с оперативно изменяемой длиной.

3. Результаты исследований

Обоснована перспективность использования телескопических опор с механическим, электро-механическим или гидравлическим приводом для реализации оперативно перестраиваемых излучателей. Рассмотрено техническое решение, использующее телескопическую опору как составную часть несимметричного петлевого вибратора. Обоснована электродинамическая модель вибратора и выбор комбинированного метода его электродинамического анализа. Проведенный расчет характеристик вибратора, показал его работоспособность во всем КВ диапазоне при соответствующем оперативном выборе длины. Рассмотрена компактная 6-элементная кольцевая антенная решетка [3] на основе таких вибраторов. Проведенные расчеты показали, что решетка обеспечивает работу в диапазоне 4...30 МГц при изменении высоты опоры в пределах 3...15 м. При этом обеспечивается КНД порядка 10...13 дБ и возможность оперативного управления направлением главного излучения методами аналогового или цифрового формирования диаграммы направленности.

4. Заключение

Использование рассмотренного решения петлевого вибратора на основе телескопической опоры позволяет реализовать быстроразвертываемую КВ антенну с оперативно изменяемой рабочей частотой, а также кольцевую антенную решетку из таких антенн. Предложенный подход и техническое решение могут быть использованы при разработке перспективных быстроразвертываемых антенных решеток КВ диапазона.

Список литературы

1. Бузов А.Л. Основные проблемы и тенденции в области разработки антенно-фидерных устройств специальной радиосвязи ВЧ, ОВЧ и УВЧ диапазонов // Электросвязь. – 2013. – № 12. – С. 20 – 26.
2. Специальная радиосвязь. Развитие и модернизация оборудования и объектов. Монография / Под ред. А.Л. Бузова, С.А. Букашкина. – М.: Радиотехника, 2017. – 448 с.
3. Рубис А.А. Проектирование компактных кольцевых антенных решеток КВ-диапазона // Антенны. – 2018. – № 10. – С. 22-29.

Проектирование двухдиапазонных антенных решеток для современных базовых станций сотовой связи

Комов В. В.

Teleconta Co.

г. Москва, 143345, Российская Федерация

teleconta@teleconta.ru

Требования к качеству и возможностям антенных решеток базовых станций сотовой связи с двумя ортогональными поляризациями растут с каждым годом, т. к. сеть связи должна иметь большую емкость и создавать меньше помех соседним антеннам. Для этого излучение должно быть направлено в строго заданный сектор, а антенны работать в нескольких диапазонах частот. Как показывает практика, конструкции скрещенных диполей, которые используются для обеспечения двух ортогональных поляризаций, имеют очень широкие диаграммы в наклонных плоскостях, что порождает нежелательное взаимное влияние близко расположенных излучателей и приводит к разрушению характеристик направленности антенной решетки. Именно борьба с этими нежелательными эффектами и формированию требуемых диаграмм посвящен доклад.

В ходе исследований было разработано два типа двух диапазонных антенных решеток с двумя ортогональными поляризациями:

Антенная решетка первого типа включает в себя одну линейку из 8 излучателей, работающих в диапазоне 790-960 МГц и 4 линейки из 14 излучателей, работающих в диапазоне 1700-2700 МГц. Каждая линейка излучателей имеет независимый наклон луча от 4 до 10 градусов, ширина рефлектора 440 мм, длина рефлектора 2200 мм. Лучи в горизонтальной плоскости у обоих диапазонов не шире 72 градусов.

Антенная решетка второго типа включает в себя одну линейку из 8 излучателей, работающих в диапазоне 790-960 МГц и 2 линейки из 14 излучателей, работающих в диапазоне 1700-2700 МГц. Каждая линейка излучателей имеет независимый наклон луча от 4 до 10 градусов, ширина рефлектора 255 мм, длина рефлектора 2200 мм. Лучи в горизонтальной плоскости обоих диапазонов не шире 72 градусов.

Детали технических решений, а так же расчетные результаты антенных решеток описаны в докладе.

Разработка антенной решетки с двумя ортогональными поляризациями

Комов В. В.

Teleconta Co.

г. Москва, 143345, Российская Федерация

teleconta@teleconta.ru

Представленная работа посвящена разработке компактной антенной решетки с двумя ортогональными поляризациями и круговой диаграммой направленности для диапазона 1.7-2.7 ГГц. В горизонтальной плоскости такая антенна должна иметь минимальные пульсации коэффициента усиления (КУ) по обеим поляризациям, что бы обеспечивать равномерное покрытие зоны обслуживания. Формирование диаграммы направленности с минимальной неравномерностью КУ на 360 градусов является сложной задачей, так как обыкновенные скрещенные диполи, обеспечивающие две ортогональные поляризации, имеют большую разницу в ширине луча наклонных плоскостей Е и Н. Это приводит к увеличению провалов КУ в азимутальной плоскости, ухудшению уровня кросс поляризационной развязки, а так же ухудшения частотных характеристик коэффициента отражения. Поэтому известный подход к разработке таких антенн с использованием простых скрещенных диполей и элементов настройки не обеспечивает современных требований.

В ходе проектирования антенной решетки, было принято решение заменить питающие излучатели кабели и делители мощности на единую диаграмообразующую схему в виде печатной платы. Что позволило не только в разы ускорить процесс сборки антенной решетки, но и улучшить согласование АР за счет введения в общую диаграмообразующую схему дополнительную согласующую цепь. В результате проведенных работ, получена оптимальная конструкция квази-омни антенной решетки, которая отличается от известных аналогов более высоким уровнем кросс поляризационной развязки ≥ 15 дБ, изоляцией между поляризациями ≥ 25 , КСВН ≥ 1.3 . Неравномерность коэффициента усиления в азимутальной плоскости в рабочем диапазоне частот изменяется от 0.7 до 1.5 дБ.

Резонаторная антенна с эллиптическим раскрывом¹

Бухарин В. А., Войтович Н. И.

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

г. Челябинск, 454080, проспект Ленина, 76, Российская Федерация

bukharinva@susu.ru, voytovichni@mail.ru

Аннотация: В докладе представлены результаты исследований резонаторной антенны с эллиптическим раскрывом, с более узкой диаграммой направленности (ДН) по сравнению с ДН известной резонаторной антенны с круглым раскрывом, применяемой в глассадном радиомаяке метрового диапазона волн формата ILS.

1. Введение

Известна резонаторная антенна с круговой апертурой, используемая в глассадном радиомаяке системы посадки самолётов гражданской авиации [1, 2]. Антенна формирует требуемую диаграмму направленности в горизонтальной плоскости. Однако в последнее время в связи с застройкой приаэродромной зоны аэропортов крупными зданиями возникает в ряде случаев вопрос о сужении диаграммы направленности глассадной антенны в горизонтальной плоскости. В данном докладе представлена антенна, обладающая более узкой ДН по сравнению с ДН известной антенны и рядом других представленных в докладе качеств, которые делают её привлекательной для применения в глассадных радиомаяках.

2. Конструкция антенны

Резонаторная антенна (РА) с эллиптическим раскрывом изображена на рис. 1, а. Антенна построена на основе двух связанных между собой резонаторов: эллиптического резонатора с плоской частично отражающей стенкой и размещенного в нём коаксиально-щелевого резонатора (рис. 1, б).

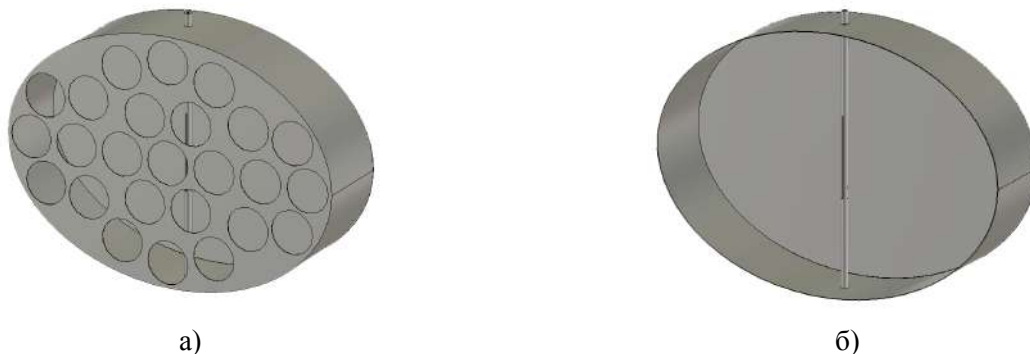


Рис. 1. Резонаторная антенна с эллиптическим раскрывом: а) резонаторная антенна; б) коаксиально-щелевой возбуждатель

Рассматривается плоская РА, имеющая следующие геометрические размеры, выраженные в длинах рабочей волны λ : высота антенны $1,55\lambda$; ширина антенны $2,17\lambda$; длина резонатора $0,497\lambda$; толщина стенки частично прозрачной поверхности $0,0033\lambda$; диаметр отверстий $0,272\lambda$. Излучающие отверстия расположены регулярно на двух окружностях радиусами $0,31\lambda$ и $0,62\lambda$. Одно отверстие расположено в центре апертуры антенны, шесть отверстий добавлены в горизонтальной плоскости.

Коаксиальная линия передачи с коаксиально-щелевым резонатором проходит перпендикулярно оси цилиндра и пересекает боковые стенки цилиндрического резонатора. Такое техническое решение обеспечивает стабилизацию поляризации основного типа колебания и погашение нежелательных типов колебаний.

3. Методы исследования характеристик антенны

Теоретические исследования выполнены в строгой дифракционной постановке пространственно-временным прямым численным методом [3]. Краевая электродинамическая задача, сформулированная для непрерывного континуума, редуцируется к проекционно-сеточной модели. Сеточная модель строится с надлежащим выбором базисных и пробных функций, удовлетворяющих граничным

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках комплексного проекта по договору № 02.G25.31.0046.

условиям, условиям полноты и ортогональности, условиям излучения и условиям Мейкснера. Единственность решения и минимум невязки решения в выбранном конечномерном пространстве базисных функций гарантируется проекционным методом решения дифракционной задачи. В докладе приведены и обсуждаются анимационные картины формирования поля в ближней зоне антенны, зоне Френеля и дальней зоне.

4. Результаты исследований

Амплитудные ДН (рис. 2) резонаторной антенны с круглым раскрывом (рис. 2, а) и с эллиптическим раскрывом (рис. 2, б) в плоскости вектора напряжённости магнитного поля имеют только один главный лепесток (без боковых лепестков в переднем полупространстве). Ширины ДН по уровню половинной мощности в плоскости вектора напряжённости магнитного поля антенны с круглым и эллиптическим раскрывом 43,8 градусов и 46 градусов, соответственно. Ширина ДН по уровню половинной мощности в плоскости вектора напряжённости электрического поля антенны с круглым и эллиптическим раскрывом 38,2 градусов и 28 градусов, соответственно. Уровень боковых лепестков в диапазоне меридиональных углов ± 140 градусов: в плоскости вектора напряжённости магнитного поля минус 45 дБ и минус 33 дБ, соответственно; в плоскости вектора напряжённости электрического поля минус 22,3 дБ и минус 18 дБ, соответственно. Коэффициент направленного действия 13,3 дБ и 14,4 дБ, соответственно.

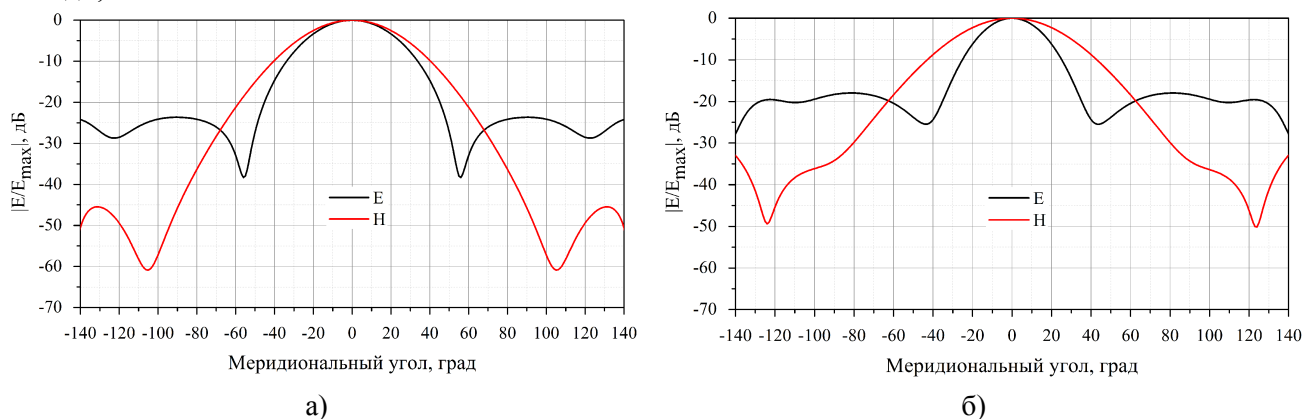


Рис. 2. Диаграммы направленности резонаторной антенны: а) резонаторная антенна с круглым раскрывом; б) резонаторная антенна с эллиптическим раскрывом

Характеристики направленности РА соответствуют предельным теоретическим характеристикам направленности для данной излучающей апертуры. Это обусловлено тем, что РА работает как резонатор Fabry-Perot. Антенна с эллиптическим раскрывом отличается низким уровнем бокового излучения, низким уровнем кросс поляризационного излучения, высоким коэффициентом использования апертуры, низкой собственной шумовой температурой, имеет высокую пространственно-временную избирательность [4].

5. Заключение

Рассмотрены полевые характеристики плоской резонаторной антенны с эллиптическим раскрывом. Полевые характеристики получены прямыми численными методами. Проведён сравнительный анализ характеристик антенн с круговым и эллиптическим раскрывом. Точная информация о характеристиках необходима для принятия решения о целесообразности применения антенны на том или ином аэродроме.

Список литературы

1. Патент № 2357337. РФ, МПК H01Q13/10. Плоская резонаторная антенна (варианты) / Н.И. Войтович, В.А. Бухарин, А.В. Ершов, Н.Н. Репин. № 2007137544/09, заявл. 09.10.2007; опубл. 27.05.2009. Бюл. № 15.
2. Voytovich N. I., Bukharin V. A., Ershov A. V.; Repin N. N. Flat cavity antenna. Proc. of 6th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2012), pp. 2900–2903 (2012), DOI: 10.1109/EuCAP.2012.6205876.
3. Бухарин В.А., Войтович Н.И. Пространственно-временной метод расчёта резонаторных антенн // Научные труды МНП «СВЯЗЬ-ПРОМ» в рамках VIII Евро-Азиатского форума «СВЯЗЬ-ПРОМЭКСПО 2011». Екатеринбург: ООО «Компания Реал-Медиа», 2011. С. 371–373.
4. Бухарин В.А., Войтович Н.И. Пространственно-временная избирательность плоской резонаторной антенны // 29-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2019 (Севастополь, 6–12 сент. 2019 г.). 2019.

Разработка комбинированной антенны GPS/GSM¹

¹ Безгин А.А., ² Савочкин А.А., ² Тыщук Ю.Н.

¹ Морской гидрофизический институт РАН
г. Севастополь, 299011, ул. Капитанская, 2, Российская Федерация
bezghinaa@gmail.com

² Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, 299053, ул. Университетская, 33, Российская Федерация

Аннотация: В работе рассмотрено создание двухдиапазонной комбинированной патч антенны для системы позиционирования GPS диапазона L1 и системы мобильной связи GSM. Предлагаемый вариант антенны состоит из двух излучателей с отдельным питанием. GPS излучатель выполнен в виде квадрата с усеченными углами, GSM — в виде петли с согласующей цепью, выполненной из сосредоточенных компонентов и замыкающих перемычек. Разработка антенны выполнена в среде электродинамического моделирования FEKO. В работе приводятся результаты расчета характеристик макета комбинированной антенны. Антенна формирует слабонаправленное излучение правосторонней круговой поляризации в диапазоне частот GPS и всенаправленное излучение вертикальной поляризации в диапазоне частот GSM.

1. Введение

Определение координат объектов и их передачи по телекоммуникационным каналам связи стала повседневной функцией для устройств различного применения [1]. В случае определения координат объектов с высокой точностью, используются приемники спутниковых сигналов GPS в диапазоне L1 с центральной частотой $f_{L1\text{ GPS}}=1575,42$ МГц [2], а в качестве телекоммуникационной системы для передачи данных применяют широко распространенные сети сотовой связи GSM работающие в диапазонах 900/1800 МГц [3]. Обычно, для этих систем применяются две антенны, что увеличивает габаритные размеры устройств.

2. Геометрия антенны

На рис. 1 показана конфигурация предлагаемой антенны. Модель антенны создана в CAD FEKO, в среде пакета уточнены геометрические размеры и рассчитаны основные характеристики. Комбинированная антенна трехдиапазонная GPS/GSM имеет два электрически независимых входа для подключения приемника GPS и GSM модема.

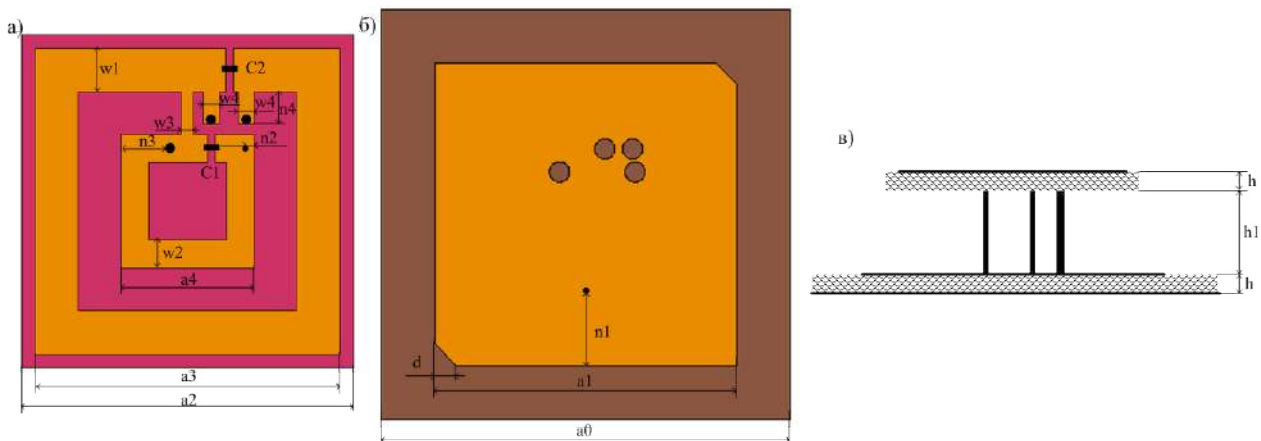


Рис. 1. Структура комбинированной антенны GPS/GSM

Антенна состоит из двух излучателей, расположенных друг над другом [4,5]. Верхний излучатель (рис. 1, а) работает на частотах GSM и имеет вертикальную поляризацию излучения. Две малые полосковые петли размерами $a3$, $a4$, $w1$, $w2$ соединенные между собой полоском с шириной $w3$, и расположены на диэлектрике FR-4 толщиной h с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon=4,4$ [3]. Для согласования излучателя применены два полоска с шириной $w4$, три замыкающие перемычки радиусом $r0$ и конденсаторы $C1=3$ pF и $C2=6$ pF.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 20-47-920005.

Нижний излучатель (рис. 1, б) работает на частоте *GPS* и имеет круговую правостороннюю поляризацию. Излучатель выполнен фольгированного материала *Rogers RO4003C* толщиной h с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon=3,55$ в виде квадрата со стороной $a1$ расположенного над экраном размером $a0$. Для создания поля круговой поляризации углы квадрата обрезаны на величину d . Также в излучателе имеются вырезы для питающей линии верхнего излучателя и замыкающих перемычек. Верхний излучатель расположен над нижним на высоте $h1$. Геометрические размеры сведены в таблицу 1.

Таблица 1. Геометрические размеры элементов антенны

Обозначение	$a0$	$a1$	$a2$	$a3$	$a4$	$w1$	$w2$	$w3$	$w4$	$n1$	$n2$	$n3$	$n4$	d	h	$h1$	$r0$
Размер, мм	65	47,5	44	38,6	16,8	11	7	1,5	2	11,8	1,5	4,2	4	3,4	2	9	0,4

На рис. 2 представлена частотная зависимость КСВ. На рис. 3 показаны диаграммы направленности антенны на частотах 900 МГц, 1575 МГц, 1800 МГц (а) и коэффициент эллиптичности на частоте 1575 МГц (б). На частоте *GPS* антенна формирует слабонаправленное излучение круговой поляризации, на частотах *GSM* — всенаправленное излучение в азимутальной плоскости.

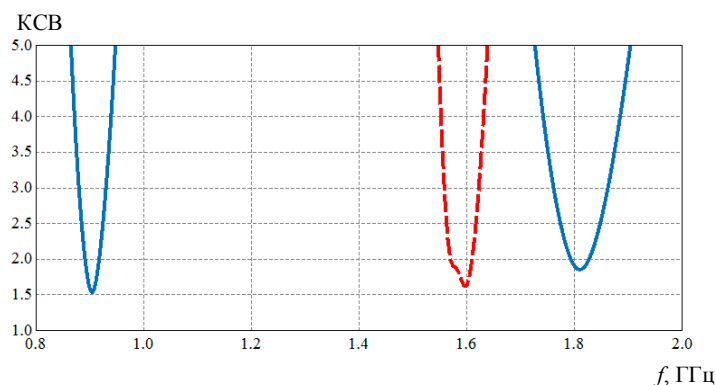


Рис. 2. Частотная зависимость КСВ комбинированной антенны

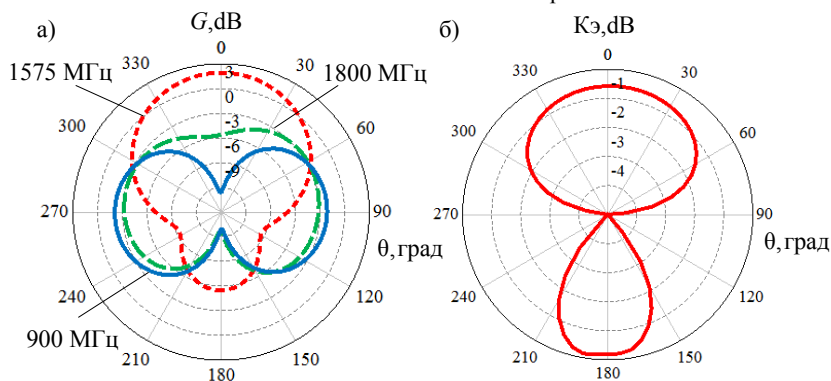


Рис. 3. ДН комбинированной антенны на частотах *GPS* и *GSM* (а) и коэффициент эллиптичности на частоте 1575 МГц (б)

3. Заключение

Путем моделирования в САПР, разработана комбинированная трехдиапазонная антенна для систем *GPS* и *GSM*. Предложенный вариант антенны обеспечивает согласование в трех диапазонах частот и формирует слабонаправленное излучение круговой правосторонней поляризации в диапазоне работы системы *GPS* и излучение вертикальной поляризации в азимутальном направлении для системы *GSM*.

Список литературы

1. Lertsakwimarn K., Phongcharoenpanich C., Fukusako T. A low-profile and compact split-ring antenna with horizontally polarized omnidirectional radiation // International Journal of Antennas and Propagation. 2015. P. 1-11.
2. Безгин А. А., Савочкин А. А. Комбинированная антенна Argos-3/GPS // Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций. 2018. № 1. С. 95.
3. Yaning Wang, Ying Li, Qi Zhu. A compact tri-band antenna for GPS and GSM applications // Sixth Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP). 2017.
4. Bezgin A.A., Savochkin A.A. Patch antenna for satellite system // Proceedings of the 2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering, ElConRus 2018. 2018. С. 447-448.
5. Bezgin A.A., Savochkin A.A. Two-band circular polarization antenna for Argos-3 // 2017 11th International Conference on Antenna Theory and Techniques, ICATT 2017. 11. 2017. P. 267-269.

Диэлектрическая стержневая антенна с диаграммой направленности, управляемой частотой

Малахов В.А., Нечаев А.С., Раевский А.С.

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева
г. Нижний Новгород, 603950, ул. Минина, 24, Российская Федерация
mr.vasmal@mail.ru

Аннотация: Произведено математическое моделирование диэлектрической стержневой антенны, имеющей симметричную относительно оси стержня диаграмму направленности, положение максимума которой управляется частотой.

Круглый открытый диэлектрический волновод (КОДВ) является одной из широко используемых открытых электродинамических направляющих структур СВЧ и КВЧ диапазонов волн. В большинстве работ, посвященных его исследованию, он рассматривался в основном как структура, направляющая поверхностные волны (основной тип волн, на которых осуществляется перенос энергии в ДВ), поля которых экспоненциально убывают в радиальном направлении [1]. Однако, в настоящее время в мире проявляется значительный интерес к устройствам, работающим на вытекающих волнах, дисперсионные характеристики которых являются продолжениями характеристик поверхностных волн ДВ на частотах ниже критических последних.

В докладе рассматриваются результаты математического моделирования диэлектрической стержневой антенны, имеющей симметричную относительно оси стержня диаграмму направленности, положение максимума которой управляется частотой. Конструкция антенны приведена на рисунке 1, где: 1 – металлический стержень длиной $L_1 = 0,1$ м с радиусом $a = 0,005$ м; 2 – круглый экранированный волновод длиной $L_1 + L_2 = 0,15$ м с радиусом $R = 0,03$ м; 3 – диэлектрический стержень длиной $L_2 + L_3 = 0,24$ м с радиусом $a = 0,005$ м (относительная диэлектрическая проницаемость стержня, изготовленного из фторопласта, $\epsilon = 2,1$);

На участке L_1 (рис.1) конструкция представляет собой круглый коаксиальный волновод, на участке L_2 – круглый экранированный двухслойный волновод (КЭДВ), а на участке L_3 – круглый открытый диэлектрический волновод.

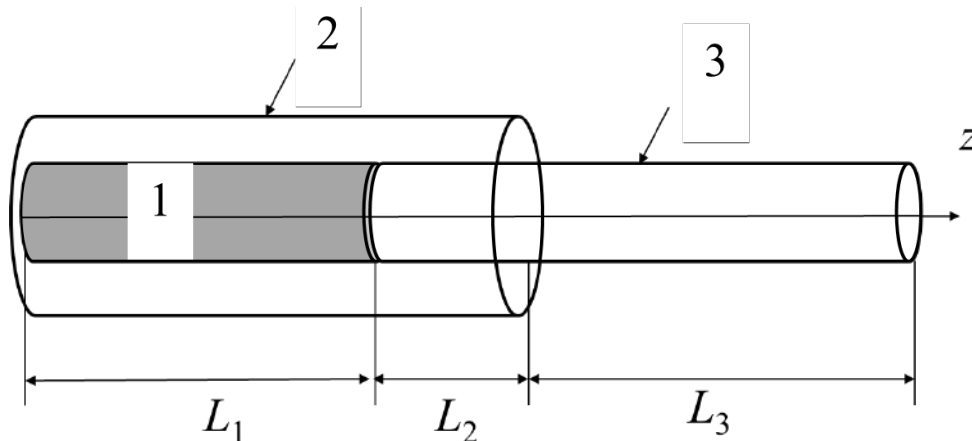


Рис. 1. Конструкция антенны

В рабочем диапазоне частот антенны (6-10 ГГц) в КЭДВ могут существовать волны HE_{11} , H_{01} , E_{01} , EH_{11} , а в КОДВ – волна HE_{11} и множество несобственных волн, в том числе, вытекающая волна E_{01} .

Возбуждения антенны производится через коаксиальный волновод L_1 . E_{01} -волна круглого экранированного диэлектрического волновода имеет структуру электромагнитного поля, близкую к структуре поля Т-волны коаксиального волновода, что обеспечивает хорошее согласование на стыке L_1 - L_2 . Далее на стыке L_2 - L_3 хорошее согласование обеспечивается сходством полей волны E_{01} КЭДВ и волны E_{01} КОДВ. В силу осевой симметрии поля волны E_{01} КОДВ диаграмма направленности антенны должна иметь осевую симметрию с максимумом, направленным под углом к оси. Зависимость данного угла от частоты связана с основным свойством вытекающей волны: при уменьшении частоты растёт радиальная составляющая вектора Умова-Пойнтинга, обуславливающая потери на вытекание.

Было произведено математическое моделирование рассматриваемой антенны с использованием САПР Ansys HFSS, позволившее, в частности, провести оптимизацию геометрических параметров с целью обеспечения наилучшего согласования. В качестве примера приведены результаты расчёта диаграммы направленности антенны на частоте 7 ГГц (рис. 2, а) и на частоте 8 ГГц (рис. 2, б). Из рисунков видно, что излучение в направлении оси диэлектрического стержня практически отсутствует, что говорит об эффективном возбуждении волны E_{01} КОДВ. Проведённые экспериментальные исследования [2] подтвердили результаты, полученные при математическом моделировании.

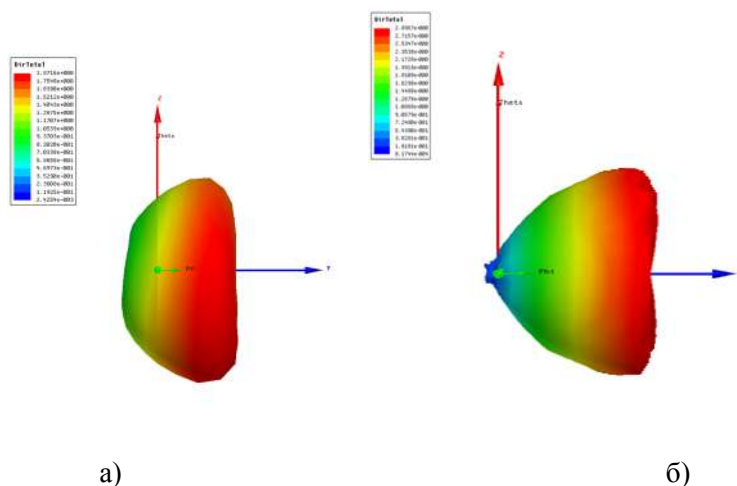


Рис. 2. Нормированные ДН антенны: а) на частоте $f = 7$ ГГц; б) на частоте $f = 8$ ГГц

Список литературы

1. Раевский, А.С., Раевский С.Б. Комплексные волны. М.: Радиотехника, 2010. 223 с.
2. Malakhov V.A., Malakhova I.V., Nechaev A.S., Nikitin A.A., Raevskaya Y.V. Experimental studies of the E_{01} leaky wave characteristics in a round dielectric rod // ITM Web of Conferences. 2019. V. 30. № 11003.

Четырёхэлементная кольцевая антенная решётка полуволновых вибраторов

¹Дударев С.В., ²Войтович Н.И.

¹ФГАОУ ВО «Южно-Уральский государственный университет (НИУ)»
Россия, 454080, г. Челябинск, проспект Ленина, 76
slava.dudarev1996@yandex.ru

²ФГАОУ ВО «Южно-Уральский государственный университет (НИУ)»
Россия, 454080, г. Челябинск, проспект Ленина, 76
voytovichni@mail.ru

Аннотация: четырёхэлементная кольцевая антенная решётка полуволновых вибраторов формирует круговую диаграмму направленности в плоскости вектора $\vec{E}$ и в виде восьмёрки в плоскости вектора $\vec{H}$. Конструктивные и полевые характеристики делают рассмотренную антенну перспективной для применения на беспилотных летательных аппаратах, в частности, для проверки радиомаячных систем посадки самолётов

1. Введение

Известны антенны с круговой диаграммой направленности (ДН) в плоскости вектора $\vec{E}$ [1]. Однако известные антенны либо имеют большой вес, либо большую парусность, либо то и другое вместе. В данном докладе исследована антенна [2], обладающая малым весом, малой парусностью и рядом других качеств, которые делают её привлекательной для применения для мобильных приложений.

2. Конструкция антенны

Антенна (рис.1) содержит кольцевую радиуса R антенную решётку из четырёх вибраторов, делитель мощности на четыре направления, четыре коаксиальных кабеля, согласующий трансформатор, соединитель радиочастотный. Плечи вибраторов представляют собой дуги радиуса R . Плечи соседних вибраторов соединены между собой с образованием гальванического контакта и совместно продолжают в радиальном направлении до центра антенны. В центре все четыре радиальных участка гальванически соединены между собой и с внешним проводником согласующего трансформатора. Каждый вибратор (рис.2) возбуждается в зазоре между плечами с помощью коаксиального кабеля. Коаксиальные кабели проложены внутри радиальных участков и далее в плече каждого вибратора, продолжены через зазор, введены во второе плечо вибратора, в котором на некотором расстоянии от зазора заканчиваются с образованием холостого хода. В зазоре оболочка и внешний проводник коаксиального кабеля удалены. Внешний проводник кабеля по обе стороны от зазора имеет гальванический контакт с плечами вибратора.

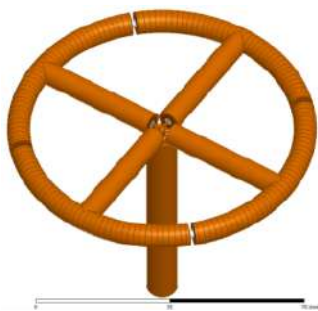


Рис. 1. Физическая модель антенны

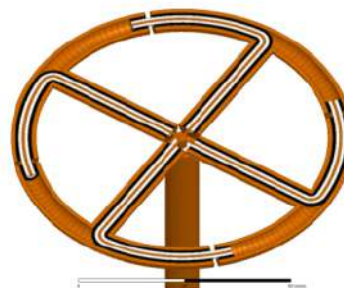


Рис. 2. Сечение антенны в горизонтальной плоскости

3. Теоретические исследования

В докладе приведены результаты теоретических исследований влияния конструктивных элементов антенны на полевые характеристики антенны и её согласование с фидером. Расчёты выполнены в строгой электродинамической постановке задачи [3,4]. Использовался программный комплекс ANSYS HFSS. Расчёты выполнены на суперкомпьютере “РСК Торнадо ЮУрГУ”. Металли-

ческие элементы антенны полагались идеально проводящими, диэлектрики без потерь. Показано, что ток распределяется как по дуговой части плеча вибратора, так и по его радиальной части (рис.3). Общий размер дуговой и радиальной частей плеча составляет примерно четверть длины волны. На рис.4 и 5 приведены ДН антенны в плоскости вектора $\vec{E}$ и пространственная ДН.

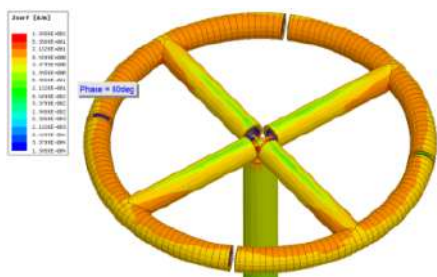


Рис. 3. Распределение тока вдоль антенны

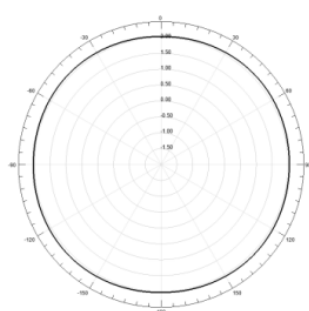


Рис. 4. Диаграмма направленности антенны в плоскости вектора $\vec{E}$

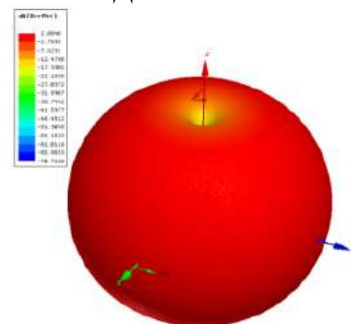


Рис. 5. Пространственная диаграмма направленности антенны

4. Экспериментальные результаты

Изготовлен макет антенны. Вибраторы изготовлены из медной трубки. Измерение согласования антенны с фидером и диаграмм направленности (рис.7, рис.8) выполнены в лабораторных условиях с применением векторного анализатора цепей Обзор-103. На рис. 6 приведена экспериментальная зависимость КСВН от частоты.

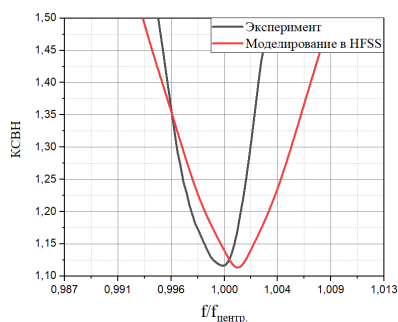


Рис. 6. Зависимость КСВН от частоты

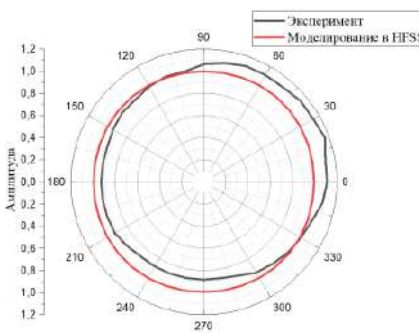


Рис. 7. Диаграмма направленности в плоскости вектора $\vec{E}$

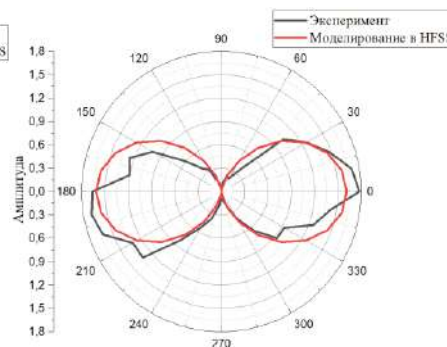


Рис. 8. Диаграмма направленности в плоскости вектора $\vec{H}$

5. Обсуждение результатов

Теоретические и экспериментальные исследования показывают, что при диаметре кольца антенной решётки радиусом $0,25 \lambda$ формируется круговая диаграмма направленности в плоскости вектора $\vec{E}$, что недостижимо в рамочной антенне с одной точкой возбуждения.

6. Выводы

Пространственная диаграмма направленности антенны имеет форму в виде тороида. Ширина полосы согласования антенны с фидером на уровне 2 не хуже, чем у полуволнового вибратора. Целесообразно в дальнейшем принять меры к расширению полосы рабочих частот антенны.

Список литературы

1. Ильницкий Л. Я., Болбот А. А. Антенные устройства аэропортов гражданской авиации. Москва Транспорт 1983.
2. James S. McLean Пат. 6 515 632 (США). Multiply-fed loop antenna. Feb. 4, 2003.
3. ANSYS HFSS. – [URL]: https://www.orcada.ru/product/ansys/ansys_63.html
4. Сильвестр, П., Феррари Р. Метод конечных элементов для радиоинженеров и инженеров-электриков. Москва: Мир, 1986. 229 с.

Разработка диаграммообразующей схемы для трехлучевой антенной решетки

¹Остапенко А. Э., ²Следков В. А., ²Тараненко В. В.

¹Южный федеральный университет, Россия

²Guangdong Sigtenna Communication Technology Co., Ltd., China

Представленная работа посвящена разработке диаграммообразующей схемы (ДОС) для АР, формирующей три луча с уровнем перекрытия -10 дБ в секторе 120 градусов. Лучи такой антенны должны иметь малые боковые лепестки, чтобы подключенные к ней базовые станции не создавали помехи друг другу и другим базовым станциям. Формирование лучей с малыми боковыми лепестками и отклонением луча на большой угол от нормали к плоскости АР является сложной задачей, т. к. излучатели АР должны быть расположены очень близко друг к другу, чтобы обеспечить малый уровень дифракционного лепестка. Кроме того, ДОС должна создавать неравномерное распределение мощности на излучателях АР, обеспечивающее заданный уровень боковых лепестков. Известные матрицы Батлера не годятся для решения данной задачи, т. к. формируют одинаковые амплитуды на их выходах. Поэтому для антенн базовых станций разработаны специальные ДОС с неодинаковым количеством входов и выходов, создающие неравное распределение амплитуд на их выходах. В патенте [1] предложена ДОС для трёх лучевой антенны, состоящая из двух матриц Батлера с тремя входами и тремя выходами, к которым подключены делители мощности. Выходы этой ДОС подключаются к 12 излучателям, которые образуют два горизонтальных ряда АР, сдвинутых относительно друг друга по горизонтали. Такие сдвинутые ряды формируют подрешетку с малым расстоянием между излучателями по горизонтали, которая обеспечивает малый уровень дифракционного лепестка в горизонтальной плоскости.

При конструировании трёх лучевой АР было обнаружено, что взаимодействие близко расположенных излучателей приводит к значительному увеличению первого бокового лепестка крайних лучей. Поэтому формирование такой АР из подрешеток с 12 излучателями не обеспечивает минимально возможного уровня боковых лепестков при заданной ширине АР. Кроме того, при таком плотном расположении излучателей на поверхности экрана не хватает места для делителей мощности, распределяющих энергию между подрешетками и формирующими диаграмму направленности АР в вертикальной плоскости. В результате проведенных исследований найдена оптимальная конфигурация АР, позволяющая уменьшить боковые лепестки и расположить печатные платы с возбуждающими элементами излучателей и делителями мощности на поверхности экрана. Шесть рядов с 6 излучателями расположены в средней части АР, а сверху и снизу от них расположены по два ряда с 5 излучателями. Эта АР описана в другом докладе, представленном на эту конференцию. Для неё разработана ДОС с тремя входами и 11 выходами, которые подключаются кабелями к делителям мощности, распределяющим энергию между излучателями, формирующими колонки.

Принципиальная схема разработанной ДОС приведена на Рис.1. Шесть правых выходов, пронумерованных нечётными цифрами, подключаются к средним рядам с шестью излучателями, а пять левых выходов, пронумерованных чётными цифрами – к крайним рядам с пятью излучателями. Количество рядов с 5 излучателями меньше, чем с 6 излучателями, и на крайние ряды нужно подавать меньше мощности, чтобы уменьшить боковые лепестки диаграммы направленности в вертикальной плоскости. Для создания такого распределения соединённые с входами делители подают на левую матрицу Батлера на 4 дБ меньше мощности чем на правую. Номера выходов соответствуют номерам колонок излучателей, к которым они подключены. В первой строчке таблицы 1 показано заданное распределение мощности между выходами ДОС. Для среднего луча фазы на всех выходах должны быть одинаковыми, а для крайних лучей разница фаз между соседними по номерам выходами должна быть 60 градусов.

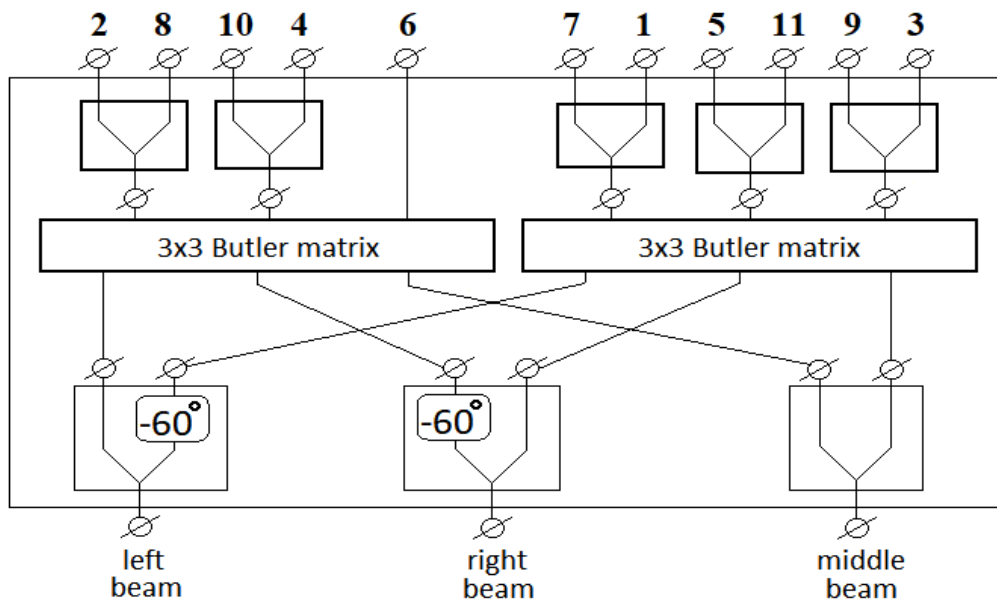


Рис. 1. Принципиальная схема ДОС

Все элементы этой ДОС сформированы на двух печатных платах размером $224 \times 163 \times 1.5$ мм, изготовленных из диэлектрика с проникаемостью 3.0. Платы расположены напротив друг друга на обеих поверхностях металлического листа. В соединённых с входами делителях мощности имеются межслойные переходы, соединяющие полосковые проводники, расположенные на разных печатных платах. Измеренные амплитуды и фазы на выходах разработанной ДОС, работающей в диапазоне частот 1880—1920 МГц, приведены в таблице 1. Согласование всех выходов лучше -22 дБ, вносимые потери менее 0.8 дБ, а изоляция между входами выше - 26 дБ.

Таблица 1. Амплитуды и фазы на выходах разработанной ДОС.

Номер выхода	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Зад. Ампл [dB]	-13.3	-17.0	-9.3	-11.0	-7.3	-10.0	-7.3	-11.0	-9.3	-17.0	-13.3
Ампл. MB [dB]	-13.0	-19.3	-10.3	-12.2	-8.0	-11.6	-6.8	-13.1	-10.5	-18.6	-14.6
Фаза MB [°]	-4	2	-5	0	-4	0	-2	2	-3	-1	-4
Ампл. RB [dB]	-14.3	-19.3	-9.3	-13.1	-7.3	-12.7	-7.9	-13.1	-9.4	-19.8	-14.1
Фаза RB [°]	63	117	-176	-129	-63	0	64	117	-175	-129	-62
Ампл. LB [dB]	-14.9	-17.2	-9.6	-11.8	-7.8	-11.9	-8.8	-10.9	-9.7	-18.1	-14.3
Фаза LB [°]	-65	-119	169	121	52	0	-65	-119	171	121	54

Благодаря простой конструкции разработанную ДОС легко изготавливать.

Список литературы

1. Пат. CN 106252901 A (Китай). 21.12.2016.

Разработка интегрированных элементов ФАР Ка-диапазона частот с магнитными квадрупольными преобразователями поляризации

¹ Крехтунов В.М., ¹ Комиссарова Е. В., ² Смирнов А. С., ² Фирсенков А. А.

¹ Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана
ул. 2-я Бауманская, 5, стр. 1, Москва, 105005, Россия
mc_ken@list.ru

² Открытое акционерное общество "Завод Магнетон"
ул. Курчатова, 9, Санкт-Петербург, 194223, Россия

Аннотация: Обобщаются результаты разработки интегрированных элементов отражательных и проходных ФАР с пространственным и фидерным возбуждением Ка-диапазона частот. Элементы содержат волноводный ферритовый фазовращатель и апертурный излучатель, излучающий и принимающий линейно поляризованную волну. Для преобразования поляризации волн между излучателем и фазовращателем включены магнитный квадрупольный преобразователь поляризации и поляризационный фильтр. Конструкция и материалы поляризатора выбраны с учетом ограничений на поперечные размеры элемента ФАР и минимизации взаимного влияния соседних элементов.

1. Введение

Элементы ФАР, серийно выпускаемых для радиолокационных комплексов [1], как правило, являются интегрированными функционально завершенными устройствами, например, для Х-диапазона частот [2]. Для КВЧ диапазона потребность в элементах для ФАР с широкоугольным сканированием луча возникла сравнительно недавно [3]. Однако в настоящее время такие элементы разработаны [4] и серийно выпускаются ОАО «Завод Магнетон» [5, 10]. Эти элементы отражательной и проходной ФАР с пространственным возбуждением, аналогичные [1] и [2] по назначению и построению, излучают и принимают кругополяризованные волны. Однако в ряде практических применений ФАР, например, в системах воздушного базирования, требуются взаимные интегрированные элементы ФАР, излучающие и принимающие линейно поляризованные волны. При сопряжении в элементах ФАР хорошо зарекомендовавших себя волноводных ферритовых фарадеевских фазовращателей (ФВ) для преобразования поляризации волн используются квадрупольные ферритовые преобразователи поляризации (ПП), размещаемые между ФВ и апертурным излучателем [6]. В [7] описан двухмодовый ФВ для ФАР миллиметрового диапазона волн. Однако поперечные размеры этого ФВ таковы, что его можно использовать только в линейной ФАР со сканированием луча в одной плоскости.

В данной работе обобщаются результаты разработки интегрированных элементов проходных и отражательных ФАР Ка-диапазона частот с двумерным широкоугольным сканированием луча при линейной поляризации электромагнитных волн [8].

2. Объекты исследований и результаты разработок

Объектами исследований являются интегрированные элементы ФАР, построенные на основе серийно выпускаемых устройств Ка-диапазона частот проходного типа [4] и отражательного типа [5].

Схемы и эскизы элементов проходной и отражательной ФАР показаны на рис. 1а и рис. 1б соответственно. На рис. 1 обозначены: 1 – ферритовый стержень (ФС) квадратного сечения с токопроводящим покрытием боковой поверхности; 2 – обмотка намагничивания; 3 – магниты квадрупольного преобразователя поляризации; 4 – ступенчатые волноводные переходы, согласующие волноводный ферритовый фазовращатель с приемным 6 и апертурным 5 излучателями с поляризационной развязкой.

Интегрированные элементы волноводных проходной и отражательной ФАР с пространственным возбуждением конструктивно просты и технологичны. Для их создания в условиях серийного производства нет необходимости разрабатывать новые материалы, сложные технологические приспособления и использовать дорогостоящие технологические процессы, как и в [2]. Используемые в их конструкциях радиотехнические материалы выпускаются промышленностью серийно [10]. Это относится, прежде всего, к ферритам КВЧ-диапазона частот, например 1СЧ-12. Для изготовления излучателей и согласующих диэлектрических вставок могут быть использованы высокочастотные высокодобротные керамики с диэлектрическими проницаемостями $\epsilon_r=5, 7, 10$, допускающие изготовление деталей литьем или механической обработкой.

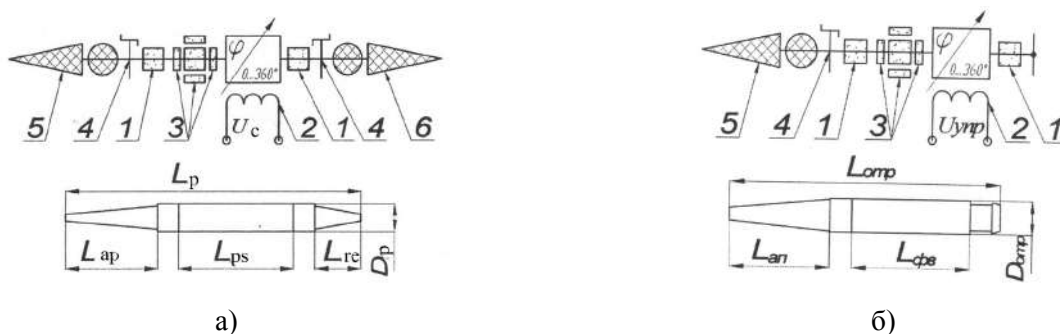


Рис. 1. Схема и эскиз элемента ФАР: проходной (а) и отражательной (б)

Ключевым узлом разработанных элементов ФАР является магнитный квадрупольный преобразователь поляризации, преобразующий кругополяризованную волну на выходе ФВ в линейно поляризованную волну на выходе ПП. Преобразователь поляризации выполнен на том же ферритовом стержне, что и ФВ, в виде четырех постоянных магнитов, каждый из которых установлен на одной из граней удлиненного конца ферритового стержня в пространстве между башмаками ферритовых скоб магнитопровода и входом волновода апертурного излучателя. ПП размещен внутри цилиндрического экрана из магнитного материала, а между соседними магнитами могут быть установлены элементы подстройки ПП – шунты в виде стержней и скоб из магнитного материала.

Технические характеристики разработанного элемента проходной ФАР Ка-диапазона частот: регулируемый фазовых сдвиг - $0 \dots 400^\circ$; вносимое ослабление – не более 2,0 дБ; время перемагничивания – не более 100 мкс; энергия перемагничивания – не более 100 мкДж; поляризационная развязка – не менее 16 дБ; рабочий диапазон температур от минус 50 до плюс 80 град.; диаметр корпуса элемента ФАР – $0,55\lambda_{\text{ср}}$; удлинение серийного элемента ФАР на $\lambda_{\text{ср}}$.

В докладе приводятся примеры конструктивного выполнения и результаты экспериментальных исследований опытной партии элементов ФАР.

3. Заключение

1. Разработаны функционально завершенные интегрированные элементы проходной и отражательной ФАР Ка-диапазона частот [9], содержащие в едином корпусе последовательно соединенные приемный и апертурный излучатели для проходной и излучатель для отражательной ФАР, малогабаритный эффективный волноводный фарадеевский ферритовый фазовращатель с магнитной памятью и магнитный квадрупольный преобразователь поляризации.

2. Малогабаритные и легкие пригодные для серийного производства элементы ФАР в Ка-диапазоне частот, имеют вес не более 2 г и диаметр не более $0,55\lambda_{\text{ср}}$, что делает возможным построение на их основе многоэлементных ФАР с широкоугольным сканированием луча с отклонением от нормали к раскрытию до 60° , которые могут использоваться, например, в РЛС воздушного базирования.

Список литературы

1. Bounkin B.V., Lemansky A.A. Experience of development and industrial production of X-band passive phased antenna arrays // International Conference on Radar. Paris. 3-6 May. 1994. A. 3. Antenna design. P. 20–24.
2. Патент № 2184410 РФ. Приемопередающий элемент фазированной антенной решетки Афанасьев Ю.Н., Жигарев В.В., Захарьев Л.Н., Кашин В.А., Корецкий В.М., Леманский А.А., Липатов А.В., Павельев Б.А., Феоктистов В.Г. Заявл. 26.06.2001. Оpubл. 27.06.2002г. Бюл. № 18.
3. Шевцов О.Ю., Артюшев А.В., Крехтунов В.М., Голубцов М.Е., Русов Ю.С. Особенности построения фазированных антенных решеток миллиметрового диапазона волн для РЛС зенитно-ракетного комплекса малой дальности // Известия РАН. 2010. № 3. С. 61–69.
4. Патент № 2325741 РФ. Элемент фазированной антенной решетки. Рошаль Л.Б., Фирсенков А.И., Крехтунов В.М., Шевцов О.Ю. Заявл. 06.10.2006. Оpubл. 27.05.2008. Бюл. № 15.
5. Патент № 2470426 РФ. Элемент фазированной антенной решетки. Сковородников С.И., Гуськов А.Б., Павлов Г.Д., Фирсенков А.И. Заявл. 18.07.2011. Оpubл. 20.12.2012. Бюл. № 35.
6. Boyd C.R. Comments on the design and manufacture of dual-mode reciprocal latching ferrite phase shifters // IEEE Trans. on MTT, 1974., vol. MTT-22, №6. P. 593-601.
7. Федоров В.В., Милевский Н.П., Смирнова Е.А. Двухмодовый фазовращатель для ФАР миллиметрового диапазона волн. // Антенны, 1999, №1. - С. 60-62.
8. Федоров В.В., Милевский Н.П., Смирнова Е.А. Двухмодовый фазовращатель для ФАР миллиметрового диапазона волн. // Антенны, 1999, №1. - С. 60-62.
9. Патент № 187274 РФ. Проходной элемент фазированной антенной решетки. Васин А.А., Канащенков А.И., Крехтунов В.М., Пономарев Л.И., Смирнов А.С., Терехин О.В., Фирсенков А.И., Фирсенков А.А. Заявл. 17.09.2018. Оpubл. 28.02.2019. Бюл. № 7
10. Каталог ОАО «Завод «Магнетон». Режим доступа: <http://www.magneton.ru/cat.php> (дата обращения 08.12.2019).

Исследование возможностей создания высокотехнологичных узлов волноводных трактов

¹ Русов Ю. С., ² Комиссарова Е. В.

¹ МГТУ им. Н.Э. Баумана

г. Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1, 105005, Российская Федерация

rusov.yu.s@gmail.com

² МГТУ им. Н.Э. Баумана

г. Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1, 105005, Российская Федерация

mc_ken@list.ru

Аннотация: Представлены результаты исследования и оптимизации свернутого волноводного тройника и волноводного селектора поляризации, выполненных фрезерованием в виде единого узла и применяемых в волноводных трактах компактных облучателей антенных систем, например, фазированных антенных решеток. Приведена возможная реализация волноводного делителя, а также размеры и электрические характеристики входящих в него оптимизированных узлов, для которых получены значения коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) на входах не более 1,07 в рабочем диапазоне частот до 4%.

1. Введение

В радиотехнике для возбуждения апертурных антенн широко используются моноимпульсные облучатели [1, 2, 3, 4, 5]. Возможной реализацией конструкций таких облучателей является выполнение их волноводных трактов в виде интегрированных узлов, изготавливаемых путем фрезерования плоских металлических заготовок. Такие конструкции характеризуются высокой технологичностью и повторяемостью в производстве и позволяют создавать на их основе многорупорные облучатели с различным числом излучателей [6, 7]. Волноводные тракты таких облучателей строятся на базе различных волноводных узлов, таких как волноводные тройники, селекторы поляризации, поляризаторы. Представляет интерес исследование возможностей создания таких волноводных узлов, характеризующихся высокими электрическими характеристиками и отвечающих требованиям технологичности при изготовлении.

2. Результаты исследований

Одним из часто применяемых волноводных трактов является делитель с одним входом и четырьмя выходами. Модель такого делителя представлена на рис. 1 а.

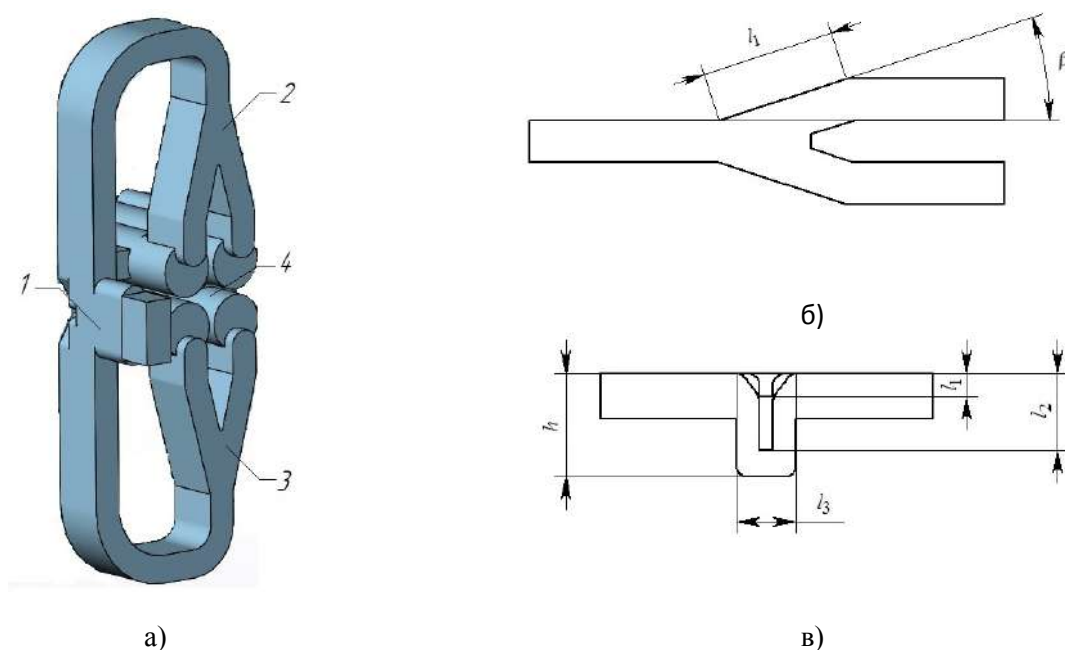


Рис. 1. Волноводный делитель и его элементы: а) трехмерное изображение волноводного тракта; б) эскиз Е-тройника; в) эскиз Н-тройника

В четырехрупорном и двенадцатирупорном облучателях [6, 7] используются волноводные делители на базе двойных волноводных тройников с согласованными нагрузками в одном из плеч каждого тройника. Исследуется более простой и компактный вариант волноводного делителя, в котором двойные волноводные тройники заменены волноводными Е- и Н-тройниками, показанными на рис. 1 б и рис. 1 в соответственно. В этих узлах отсутствуют элементы, которые необходимо изготавливать отдельно и устанавливать при сборке, что дает возможность создавать волноводный тракт на их основе в едином технологическом цикле и при минимальном количестве деталей. Оптимизация размеров тройников позволила получить характеристики согласования, представленные на рис. 2. Частотная зависимость КСВН для Е-тройника приведена при параметрах $l_1=1,23 \cdot \lambda_0$ и $\beta=18,4^\circ$, а для Н-тройника – при параметрах $h=0,88$, $l_1=0,19 \cdot \lambda_0$, $l_2=0,65 \cdot \lambda_0$, $l_3=0,51 \cdot \lambda_0$.

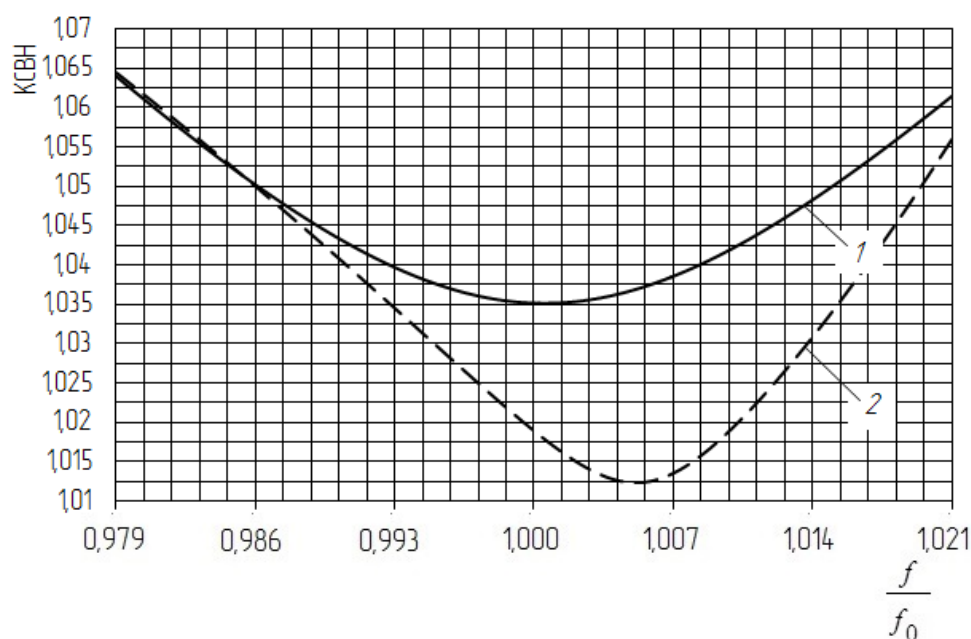


Рис. 2. Частотные зависимости КСВН: 1 – для Е-тройника, 2 – для Н-тройника

Для оптимизированных тройников в диапазоне частот до 4 % получены КСВН не более 1,07.

3. Заключение

Проведенные исследования показали возможность создания конструктивно простых и технологичных в изготовлении делителей, выполненных на основе прямоугольного волновода. Полученные результаты могут быть использованы при разработке волноводных трактов многорупорных приемопередающих облучателей сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн.

Список литературы

1. Сколник М. Справочник по радиолокации / Пер. с англ. под ред. В.С. Вербы. В 2-х книгах. Книга 1. М.: Техносфера, 2014. 680 с.
2. Леонов А.И., Фомичев К.И. Моноимпульсная радиолокация / М.: Радио и связь, 1984. 309 с.
3. Федоров И.Б., Слукин Г.П., Митрохин В.Н., Крехтунов В.М. Элементная база зеркальных антенн и фазированных антенных решеток радиотехнических систем // Антенны. 2016. №8. С. 84 – 98.
4. Синани А.И., Алексеев О.С., Познякова Р.Д., Митин В.А., Ястребов Б.П. Пат. 2236728 (РФ). Моноимпульсный облучатель. Оpubл. в Б. И., 2004. №26.
5. Русов Ю.С., Голубцов М.Е., Крючков И.В., Овечкин В.С. Моноимпульсный облучатель для системы с цифровым формированием приемных диаграмм направленности // 21-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» – КрыМиКо'2011 (Севастополь, 12 – 16 сент. 2011 г.). Материалы конф. В 2-х т. Т. 2. 2011. С. 531 – 532.
6. Образумов В.И., Крехтунов В.М., Шевцов О.Ю., Русов Ю.С., Голубцов М.Е. Пат. 2370863 (РФ). Моноимпульсная антенна. Оpubл. в Б. И., 2009. №29.
7. Образумов В.И., Крехтунов В.М., Шевцов О.Ю., Русов Ю.С., Голубцов М.Е. Пат. 2380804 (РФ). Моноимпульсный облучатель. Оpubл. в Б. И., 2010. № 3.

Анализ характеристики направленности пирамидального рупора с помощью различных САПР¹

¹ Храмов А.С., ² Куприц В.Ю., ³ Мещеряков А.А.

^{1,2,3} Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, 634050, пр. Ленина, 40, Российская Федерация

¹ antonkhks@yandex.ru

² tomskvlad@mail.ru

³ msch@rts.tusur.ru

Аннотация: В данной работе рассматриваются характеристики направленности пирамидального рупора Ка – диапазона, полученные путем моделирования в различных САПР. Проводится сравнение результатов моделирования в различных САПР диаграмм направленности пирамидального рупора Ка – диапазона с экспериментальными данными.

1. Введение

При проектировании радиотехнических систем необходимо иметь оценочные характеристики направленности антенн, которые обычно получают при помощи математического моделирования. Известно, что современные СВЧ САПР позволяют с достаточно высокой точностью рассчитывать диаграммы направленности антенн. Но моделирование радиотехнической системы в целом удобнее проводить в САПР Matlab, приложение которого Antenna Toolbox также позволяет рассчитывать характеристики направленности антенн. Поэтому представляет практический интерес сравнение результатов моделирования характеристик направленности антенн, рассчитанных в этих САПР, с экспериментальными данными.

В данной работе представлены результаты моделирования пирамидальной рупорной антенны в САПР Matlab и CST Microwave Studio. Полученные путем моделирования диаграммы направленности сопоставлены с экспериментальной диаграммой направленности пирамидальной рупорной антенны.

2. Теория

Расчёт поля излучения рупорных антенн аналогичен расчёту волноводного излучателя. При условии идеально проводящих стенок рупора проводится решение внутренней задачи, т.е. определение поля внутри бесконечно протяжённого рупора. Далее осуществляется переход к рупору конечных размеров, причем предполагается, что поле, внутри рупора и на его раскрыве остаётся таким же, как и в бесконечном рупоре, а токи внешней поверхности стенок рупора пренебрежимо малы [1].

Пирамидальный рупор можно реализовать за счёт плавного расширения стенок волновода в обеих плоскостях. Структура поля внутри пирамидального рупора меняется в обеих плоскостях, фазовый фронт волны близок к сферическому. Амплитудно-фазовое распределение имеет следующий характер: для Е-плоскости оно почти постоянное, а для Н-плоскости – косинусоидальное. Фазовые распределения в обеих плоскостях квадратичные.

3. Моделирование характеристик направленности СВЧ антенн с помощью САПР

Моделирование характеристик пирамидального рупора проводилось в САПР CST Microwave Studio и Matlab. САПР CST Microwave Studio – мощная программа трехмерного моделирования электромагнитного поля. Эта программа использует различные методы расчета (расчет переходного процесса во временной области, анализ в частотной области, метод нахождения собственных частот) для моделирования сложных СВЧ структур [2]. Приложение Antenna Toolbox Matlab использует метод моментов (МоМ) для определения диаграммы направленности в дальней зоне. Это приложение позволяет визуализировать геометрию антенны и результаты анализа в 2D и 3D.

Параметры модели были взяты на основе реального пирамидального рупора Ка - диапазона. Внешний вид этих моделей показан на рис. 1.

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ, проект № FEWM-2020-0039 от 01.03.2020».

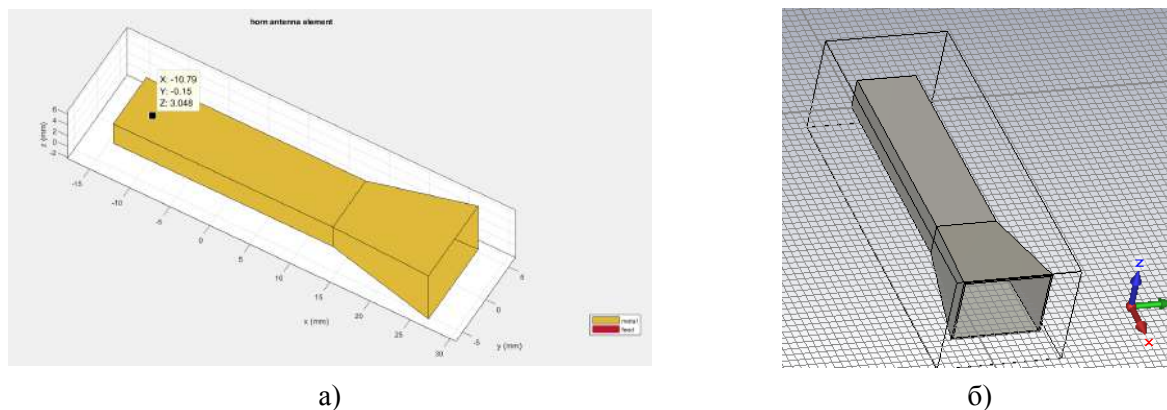


Рис 1. Внешний вид модели пирамидального рупора в САПР Antenna Toolbox Matlab (а) и CST Microwave Studio (б)

На рис. 2 показаны диаграммы направленности пирамидального рупора, рассчитанные в САПР Antenna Toolbox Matlab (а), CST Microwave Studio (б) и экспериментально измеренной на частоте 26,5 ГГц.

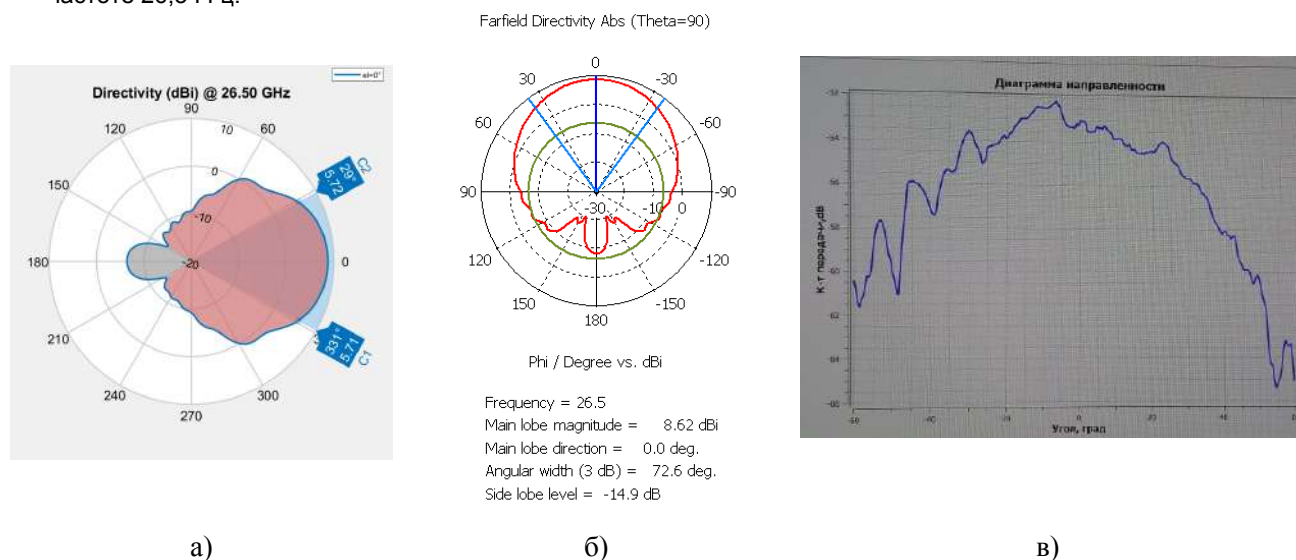


Рис 2. Диаграмма направленности пирамидального рупора САПР Antenna Toolbox Matlab (а), CST Microwave Studio (б) и фотография экспериментально измеренной (в)

3. Заключение

Результаты, представленные на рис. 2, показывают достаточно хорошее совпадение между диаграммами направленности, рассчитанными в САПР Antenna Toolbox Matlab и CST Microwave Studio. Диаграммы направленности, полученные путем моделирования, совпадают по ширине с экспериментальной. Несовпадение формы экспериментальной диаграммы направленности с расчетной обусловлено наличием переотражений при проведении измерений.

В САПР Antenna Toolbox Matlab возможно с достаточно хорошей точностью рассчитывать диаграммы направленности антенн, которые в дальнейшем можно использовать при моделировании радиотехнической системы в целом.

Список литературы

1. Гошин Г. Г., Устройства СВЧ и антенны. Часть 2. Антенны: Учебное пособие. - Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012. 145с.
2. Курушин А. А. Школа проектирования СВЧ устройств в CST STUDIO SUITE. – М.: Сам Полиграфист, 2014. 433 с.
3. Bassem R. M. Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB. Chapman and Hall/CRC, 2000. 552 p.

Расчет и экспериментальное исследование рупорной пирамидальной антенны для беспроводной системы связи на 220 ГГц

¹З.С. Бирюков, ¹В.А. Малахов, ²А.Н. Панин, ¹А.С. Раевский, ¹В.В. Щербаков
¹Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева
ул. Минина, 24, 603950, Нижний Новгород, Россия
sherbakovvv@gmail.com

²Институт физики микроструктур Российской академии наук
ул. Академическая, 7, д. Афонинo, Нижегородская обл., Кстовский район, 603087, Россия

Аннотация: Произведено моделирование рупорного излучателя с использованием САПР Ansoft HFSS. Обоснована необходимость учёта в модели реальной толщины стенок рупора. Исследовано влияние конструктивных особенностей рупорной пирамидальной антенны на ее характеристики направленности на частоте 220 ГГц. Произведена экспериментальная проверка результатов расчёта.

1. Введение

Терагерцовый диапазон частот перспективен для использования для беспроводных систем коммуникаций. Данный диапазон, благодаря высокой несущей частоте, позволяет передавать большие объемы данных.

В качестве антенн для передающих и приемных устройств терагерцового диапазона могут использоваться рупорные антенны как в качестве самостоятельной антенны в беспроводной системе связи на короткие расстояния, так и в качестве облучателей в зеркальных антеннах – в системах связи на дальние расстояния.

Ввиду того, что генераторы терагерцового диапазона, как правило, имеют невысокую мощность, на антенны накладывается дополнительное требование - их высокая эффективность. У высокоэффективных антенн большая доля излученной мощности сосредоточена в главном лепестке диаграммы направленности (ДН). Коэффициент рассеяния таких антенн должен быть низким. Указанное требование приводит к усложнению конструкции антенны.

В данной работе обсуждаются вопросы расчета и измерения характеристик пирамидальных рупорных антенн разных конструкций.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

В докладе рассматривается антенна в виде пирамидального рупора, работающая на частоте 220 ГГц. Произведено сравнение результатов, получаемых для расчётных моделей с бесконечно тонкими стенками рупора и стенками конечной толщины. Рассмотрено несколько конструкций рупорной антенны: с различной толщиной стенок рупора, с четвертьволновыми канавками на торцевой поверхности.

Расчет проводился с помощью САПР Ansoft HFSS. На рис. 1 приведены результаты расчёта амплитудных и фазовых характеристик рупорной антенны на частоте 220 ГГц в плоскости Е: для модели, учитывающей реальную толщину стенок, которая составляла 1,5 мм (рис.1, а), и для упрощённой модели с бесконечно тонкими стенками (рис.1, б).

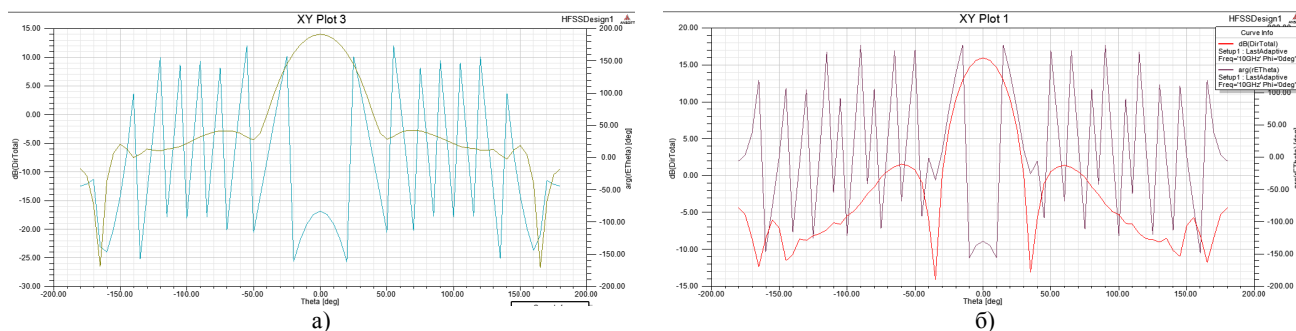


Рис. 1. Амплитудные и фазовые характеристики пирамидального рупора на частоте 220 ГГц: а) с учетом толщины стенки, б) без учета толщины стенок антенны

Из рис. 1, а видно, что при учёте реальной толщины стенок рассчитанная ДН антенны имеет главный лепесток, находящийся на «пьедестале», что говорит о низкой эффективности антенны. Оче-

видно, это является следствием антенно-фидерного эффекта, обусловленного влиянием токов, протекающих на торцевых поверхностях стенок рупора. Упрощенная модель, рис.1, б, данный эффект учесть не может, следовательно, является грубо приближенной. Для устранения растекания токов по торцевой поверхности рупора применяют систему из нескольких четвертьволновых канавок, прорезаемых на торцах рупора. Было произведено математическое моделирование такого рупора, исследовано влияние ширины и глубины канавок на ДН.

Для проверки результатов расчета было выполнено экспериментальное исследование диаграммы направленности рупорной антенны с помощью методики измерения в дальней зоне. На рис.2,а представлена упрощенная структурная схема измерительной установки [1]. Исследуемая антенна 3 (работающая в режиме приема) расположена на опорно-поворотном устройстве 4. На некотором расстоянии в дальней зоне этой антенны расположена вспомогательная передающая антенна 2, возбуждаемая генератором 1. Приемное устройство 5 имеет индикатор мощности 6, поступающей на вход приемного устройства. Зависимость показаний этого индикатора P от угла поворота θ антенны 4 при некотором фиксированном угле поворота φ_1 является сечением диаграммы направленности антенны по мощности $P(\theta, \varphi_1)$ в плоскости $\varphi_1 = \varphi_2 = \text{const}$. Выбирая различные значения угла $\varphi_1 = \varphi_1, \varphi_2, \dots$, можно измерить ДН в различных сечениях. При проведении измерений важно обеспечить отсутствие отражений от земли (см. штриховую линию на рис.2) и других окружающих предметов. Для ослабления влияния земли при измерениях антенны A_1, A_2 желательно размещать как можно выше над землей, а на земную поверхность укладывают щиты с поглощающим электромагнитное поле покрытием.

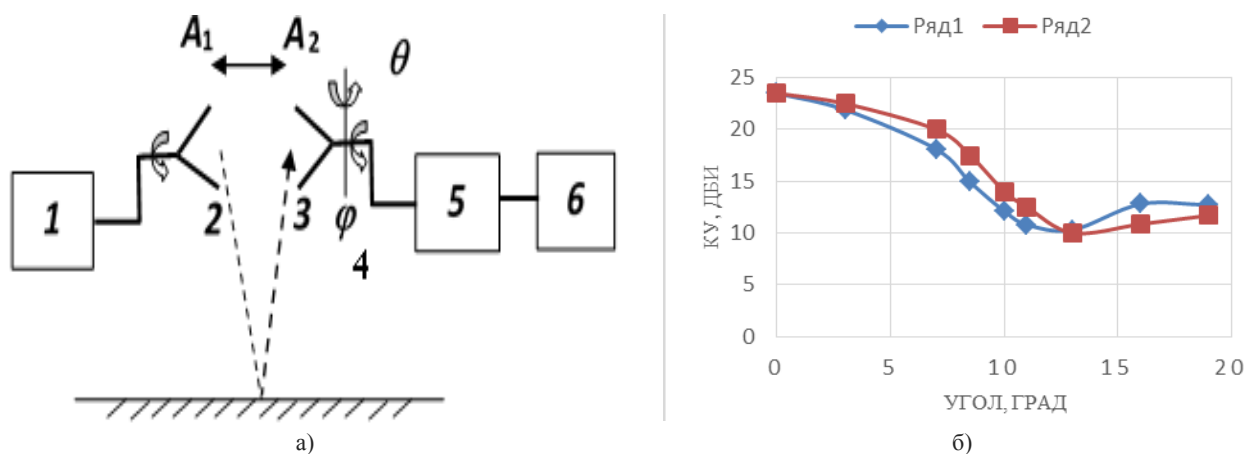


Рис. 2. Экспериментальное исследование антенны: а - схема метода полигонных измерений; б – результаты измерений ДН в плоскости Е

На рис. 2,б приведена ДН пирамидальной рупорной антенны с апертурой 6х12мм на частоте 220 ГГц в плоскости Е; ряд 1 – измеренная, ряд 2 – расчетная. Максимальное отличие расчетных и экспериментальных значений не превышает 2,5дБ, что говорит о высокой эффективности используемого при расчетах САПР Ansoft HFSS.

3. Заключение

В данной работе приведены результаты расчета характеристик пирамидальной рупорной антенны на частоте 220 ГГц с помощью программного пакета САПР Ansoft HFSS. Обоснована необходимость использования расчетной модели, учитывающей реальную толщину стенок рупора. Произведено сравнение результатов расчета и эксперимента.

Список литературы

1. Методы измерений характеристик антенн СВЧ/ Под ред. Н.М. Цейтлина. М.: Радио и связь, 1985. – 368 с.

Особенности импульсных полей плоской апертуры при измерениях диаграммы направленности на конечном расстоянии¹

¹Кашеев Н.И., ¹Скулкин С.П., ²Н.А. Лысенко, ²Г. К. Усков, ³О.С. Литвинов

¹Национальный исследовательский университет Высшая школа экономики
г. Нижний Новгород, 603155, Большая Печерская 25/12, Россия
nkasheev@hse.ru, sskulkin@hse.ru

²Воронежский государственный университет г. Воронеж, 394018. Университетская площадь, 1, Россия
uskov@phys.vsu.ru

³Московский государственный технический университет имени Н. Э. Баумана
г. Москва, 105005, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1.

Аннотация: В работе описаны особенности импульсных полей круглой плоской апертуры при измерениях диаграммы направленности на конечном расстоянии. Показаны оптимальное расстояние между антеннами и оптимальный размер зонда. Также показано что, если часть апертуры зонда находится в пределах прожекторного луча, временные отклики на выходе зонда сильно искажаются.

1. Введение

При прямых измерениях диаграммы направленности (ДН) актуальной является задача определения минимально необходимого расстояния между измеряемой и измерительной антеннами. Так, при измерениях на фиксированной частоте обычно используется критерий дальней зоны $R_0 = 2D_a^2 / \lambda$ – расстояние, при котором достигается удовлетворительная точность измерений, где D_a – диаметр антенны, λ – длина волны (см., например, [1]). Часто для повышения уровня принимаемого сигнала апертура измерительной антенны (зонда) увеличивается, и при не слишком больших размерах измеряемой антенны берется сравнимой с ее размером. При измерениях на фиксированной частоте в этом случае по аналогии используется критерий $R_1 = 2(D_a + D_b)^2 / \lambda$, где D_b – размер апертуры зонда. Однако в [2-4] было показано, что для случая равных размеров апертур обеих антенн применение критерия R_0 не вносит существенных ошибок в измеренную ДН.

В работе [5,6] был проведен анализ критерия дальней зоны для больших линейных и прямоугольных антенн на основе их импульсных переходных характеристик [7,8].

2. Основные соотношения

Как показано в [7,8] первообразная импульсной переходной характеристики $\hat{E}(\vec{r}, t)$ в точке наблюдения $\vec{r}$ в каждый момент времени t может быть представлена в виде линейного интеграла по линии пересечения сферы радиуса ct и апертуры. Первообразная ИПХ на выходе зонда $E_{z,0b}$ представляется в виде: $E_{z,0b} = \frac{1}{S_b} \iint_{S_b} E_{z,0} d\xi d\eta$, где ξ, η – координаты в плоскости апертуры зонда, S_b – площадь апертуры зонда, $E_{z,0}$ – ИПХ в точке на поверхности зонда (см. рисунок 1а). На рисунке 1б,в приведены ИПХ круглой апертуры радиуса a с постоянным амплитудным распределением для точечного (б) и апертурного (в) зонда, половинного радиуса ($b=a/2$). Видно, что поле плоской апертуры внутри прожекторного луча имеет крутой передний фронт и задний фронт, форма которого зависит от формы апертуры (см. рис.1б $R=R_0/2$). При выходе за пределы прожекторного луча передний фронт становится более пологим, кроме того, в пределах прожекторного луча для точечного зонда амплитуда переднего фронта импульса всегда постоянна, при выходе за пределы прожекторного луча амплитуда резко падает. На рисунке 1 для наглядности все амплитуды приведены к одной величине. Очевидно, что апертурный зонд на конечном расстоянии значительно сглаживает передний фронт (см. рис. 1в по сравнению с рисунками 1б). Влияние этого сглаживания заметно, прежде всего, на малых углах и на конечных расстояниях. Диаграммы направленности, измеренные апертурным зондом

¹ Работа выполнена при поддержке Научного фонда Национального исследовательского университета «Высшая школа экономики» (НИУ ВШЭ) в 2020г. (грант № 20-04-027) и в рамках государственной поддержки ведущих университетов Российской Федерации "5-100".

на ∞ и на $R = R_0/2$, первый ноль ДН находится в области 1.2556. Здесь видно заплывание первого нуля ДН. На рисунке 2б показаны ошибки максимумов боковых лепестков при $R = R_0/2$, для разных зондов (18-й боковой лепесток соответствует углу 72 градуса). Как видно из этого рисунка уточненный оптимальный радиус b зондовой антенны составляет $0.55a$.

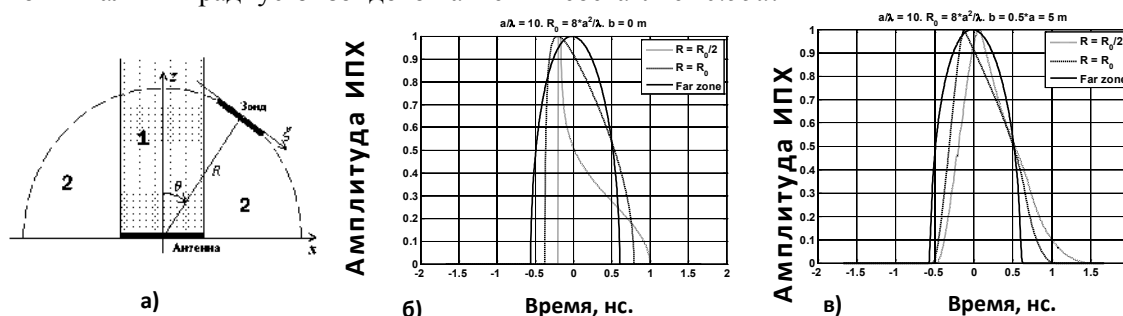


Рис. 1. а) геометрия взаимного расположения антенн, 1 – область прожекторной зоны, 2 – область боковых лепестков; временные зависимости поля: б,в) круглой апертуры с равномерным распределением поля; б) для точечного зонда и в) для зонда с размерами, равными половине размеров измеряемой антенны

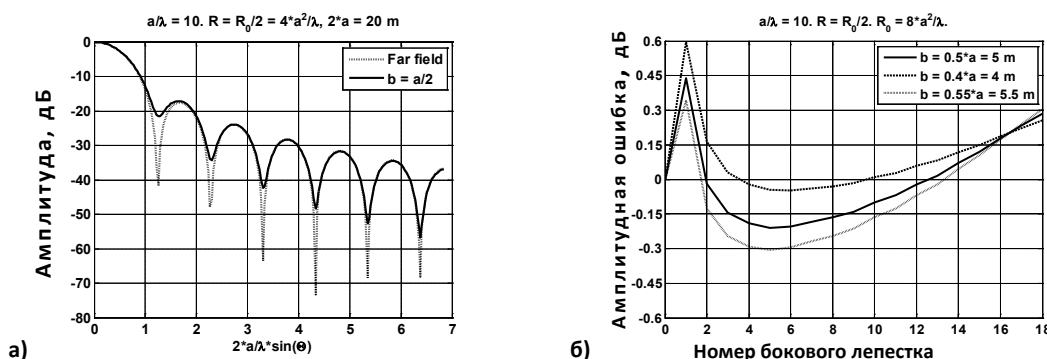


Рис. 2. а) диаграммы направленности, измеренные апертурным зондом на ∞ и на $R = R_0/2$; г) ошибки максимумов боковых лепестка $R = R_0/2$, для разных зондов (18-й боковой лепесток соответствует углу 72.0 градуса)

3. Заключение

Показано, что сектор углов, когда часть апертуры зонда находится в пределах прожекторного луча, при выбранных нами оптимальных расстояниях $R = R_1/4.8$ и размерах зонда $D_b = 0.55D_a$, всегда меньше ширины главного лепестка ДН. Ошибка измеренной ДН, в этом секторе углов, где временные отклики на выходе апертурного зонда искажены, не превышает 0.2 дБ. Ошибка измерения уровней максимумов боковых лепестков на расстоянии $R = R_1/4.8$ (или на большем) и размерах зонда $D_b = 0.55D_a$ не превышает 0.33-0.5 дБ до уровней боковых лепестков -70 дБ.

Список литературы

- [1] Hacker P. S., Shrank H. E. // IEEE Trans. on AP. 1982. vol. AP-30 P. 956-966.
- [2] Rhodes D. R. // Proc. IRE. 1954. vol. 42. P.1048-1410.
- [3] Jull E. V. // IRE Trans. Antennas Propagat. 1962. vol. AP-10. P. 363-369.
- [4] Uno T., Adachi S. // IEEE Trans. on AP. 1989. vol. AP-37. P. 707-720.
- [5] S. P. Skulkin, V. I. Turchin, and N. I. Kascheev, "Range distance requirements for large antenna measurements for square aperture with uniform field distribution," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 17, no. 7, pp. 1257–1260, Jul. 2018.
- [6] S. P. Skulkin, V. I. Turchin, and N. I. Kascheev, "Range distance requirements for large antenna measurements for linear aperture with uniform field distribution," *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 48, pp. 87–94, 2016.
- [7] S. P. Skulkin, V. I. Turchin, "Transient field calculation of aperture antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-47, pp. 929-932. May 1999.
- [8] S. P. Skulkin, V. I. Turchin, N. I. Kascheev, and D. M. Ponomarev, "Transient Field Calculation of Aperture Antennas for Various Field Distributions Over the Aperture". *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 2295-2298, 2017.

О возможных применениях малоразмерных БПЛА в качестве элементов антенных систем

Кудрявченко И. В.

Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Россия
IVKudryavchenko@sevsu.ru

Аннотация: В данной работе рассматриваются вопросы организации распределенных антенн, элементы которых размещены на малоразмерных БПЛА вертолетного типа, объединенных в рой. Обсуждаются возможные применения таких антенн для решения прикладных задач связи, радиолокации, дистанционного зондирования. На основе методов геометрической оптики и модели дискретного пространства оценивается эффективность их использования по энергетическому критерию.

1. Введение

Последние годы ознаменовались дальнейшим развитием роевых технологий, успехами в области создания искусственного интеллекта и появлением широкой линейки малоразмерных БПЛА мультикоптерного типа [1—3]. Все эти достижения заставляют по-новому взглянуть на проблему создания антенных решеток, в которых однотипные элементы могут перемещаться в пространстве в трех измерениях и, тем самым, обеспечивать гибкую настройку антенной системы в зависимости от решаемой задачи и внешней помеховой обстановки [4]. При этом основными отличиями такого рода систем от фазированных антенных решеток (ФАР) является принципиальная невозможность фиксации величины фазового сдвига между любыми двумя элементами системы [5], а так же использование беспроводных каналов связи между элементами. В данной работе вопросы позиционирования элементов решаются на основе модели дискретного пространства [6], а энергетические оценки даны на основе методов геометрической оптики без учета явлений дифракции и отражения радиоволн от подстилающей поверхности.

2. Ограничения модели

Вопросы локализации антенных элементов (АЭ) системы решаются на основе модели дискретного пространства (ДП). Ее особенностью является возможность масштабирования и преобразования целочисленных координат в реальные координаты объектов на местности (в пространстве), используя значение характерного расстояния между соседними узлами ДП. Характерные расстояния d_x можно задать с учетом таких параметров АЭ как количество элементов роя N , скорость перемещения i -го элемента v_i (где $i=1, 2, \dots, N$), частота i -го излучателя f_i , погрешность установления требуемого фазового сдвига $\Delta\varphi_{\max}$, максимальный габарит i -го элемента l_i :

$$d_x = F(N, v_i, f_i, \Delta\varphi_{\max}, l_i). \quad (1)$$

Для получения энергетических оценок достаточно рассматривать более простой случай, не учитывающий скорость перемещения АЭ, когда v_i принимается равным нулю. Что соответствует развернутому рою БПЛА, когда АЭ уже размещены в заданных узлах ДП и неподвижны. Данное допущение позволяет исключить из рассмотрения влияние эффекта доплеровского сдвига частоты и не учитывать требование обеспечить минимальное необходимое расстояние между узлами, которое связано с количеством элементов N . Так же можно ограничиться максимальным значением частот f_i :

$$f_{\max} = \text{Max}_{i \in [1, N]}(f_i).$$

Таким образом, функционал (1) можно заменить на более простой:

$$d_x = F(f_{\max}, \Delta\varphi_{\max}, l_i). \quad (2)$$

Еще одним ограничением модели, позволяющим упростить анализ, является требование размещения АЭ на расстояниях, многократно превышающих длину волны $\lambda_{\max}$ колебания минимальной частоты $f_{\min}$, которое автоматически выполняется в диапазонах СВЧ:

$$d_x \geq 10 \times \lambda_{\max},$$

где $\lambda_{\max} = c / f_{\min}$; $f_{\min} = \text{Min}_{i \in [1, N]}(f_i)$, $c = 3 \times 10^8$ м/с — скорость света в свободном пространстве.

В результате выполнения указанных ограничений модели будем полагать АЭ точечными и расположенными в узлах ДП, а излучаемые волны плоскими и распространяющимися «по лучу» в заданном направлении.

3. Особенности применения распределенной антенной системы

С энергетической точки зрения можно выделить два основных случая по отношению к сигналам, выделяемым в нагрузке на стороне приема.

1. Сложение в общей нагрузке N частичных сигналов, сформированных роом АЭ на стороне передачи. Энергия пропорциональна квадрату суммы интенсивностей сигналов.

2. Обработка N частичных сигналов, принятых каждым АЭ. Частичная энергия пропорциональна квадрату интенсивности сигнала на частичной нагрузке, а суммарная энергия равна сумме частичных энергий сигналов выделяемых в распределенной нагрузке.

Реализация радиолинии в первом случае требует подстройки фазы сигналов, формируемых АЭ роя на передающей стороне с целью увеличения отношения сигнал/шум на стороне приема. Энергетический выигрыш $B_{\Delta\varphi}$ можно оценить, задавая параметры погрешностей фазовых сдвигов $\Delta\varphi$ (отклонений фазы) между формируемыми сигналами. В простейшем случае необходимо выполнить имитационное моделирование гармонических сигналов одинаковой амплитуды с заданным отклонением фазы. Например, распределение фазы частичных сигналов по равномерному закону с ограничением отклонений фазы $\pm\pi/6$, $\pm\pi/4$, $\pm\pi/2$ дает расчетные значения улучшения отношения сигнал/шум на стороне приема: $B_{\pi/6} \approx 0,9 \times N$, $B_{\pi/4} \approx 0,8 \times N$, $B_{\pi/2} \approx 0,5 \times N$.

Во втором случае имеем дело с вариантом построения многоканальной системы. Энергетический выигрыш «разменивается» на улучшение ее информационных параметров. В частности, появляется возможность повышения максимальной скорости передачи (пропускной способности) многоканальной системы $R_{\text{мк}}$ в предельном случае примерно в N раз: $R_{\text{мк}} \approx N \times R_i$, где R_i — максимально достижимая для i -го радиоканала пропускная способность. Так же следует обратить внимание и на возможность повышения помехоустойчивости системы за счет дублирования (введения дополнительной избыточности) информации, передаваемой по частичным радиоканалам.

Рассмотренный «энергетический» подход применим к различным вариантам построения радиолиний: а) первичным, в которых передаваемая информация задает закон модуляции сигнала, формируемого на стороне передачи; б) вторичным, в которых информация приобретается в процессе распространения радиоволн в среде и их взаимодействия с исследуемыми объектами, находящимися в пространстве.

3. Заключение

В зависимости от вариантов комбинирования АЭ на стороне передачи и/или приема, распределенная антенная система на базе роя малоразмерных БПЛА может быть с успехом применена для решения ряда актуальных задач радиосвязи, радиолокации, дистанционного зондирования. К преимуществам такого рода систем можно отнести их гибкость, многофункциональность, скрытность, эффективность. К недостаткам относятся ограничения возможностей их применения из-за погодных условий и временного фактора. Кроме того, нельзя не отметить дополнительные, по сравнению с традиционными ФАР на базе неподвижных элементов, затраты аппаратных и программных ресурсов, которые требуются для беспроводной коррекции фазы формируемых сигналов.

Список литературы

1. Пройдаков Э. М. Современное состояние искусственного интеллекта // Научно-технические исследования. 2018. №2018. [Электронный ресурс]. Режим доступа: URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/sovremennoe-sostoyanie-iskusstvennogo-intellekta> (дата обращения: 10.05.2020).
2. Иванов Д. Я. Методы роевого интеллекта для управления группами малоразмерных беспилотных летательных аппаратов // Известия ЮФУ. Технические науки. 2011. №3. [Электронный ресурс]. Режим доступа: URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/metody-roevogo-intellekta-dlya-upravleniya-gruppami-malorazmernyh-bespilotnyh-letatelnyh-apparatov> (дата обращения: 10.05.2020).
3. Адамов А. П., Адамова А. А., Герасимов Н. В. Анализ эксплуатации мультикоптеров с позиции надежности и безопасности // НиКСС. 2017. №3 (19). [Электронный ресурс]. Режим доступа: URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/analiz-ekspluatatsii-multikopterov-s-pozitsii-nadezhnosti-i-bezopasnosti> (дата обращения: 10.05.2020).
4. План мероприятий («дорожная карта») «Аэронет» Национальной технологической инициативы от 24.06.16 г. [Электронный ресурс]. Режим доступа: URL: https://nti2035.ru/docs/DK_aeronet.pdf (дата обращения: 10.05.2020).
5. Активные фазированные антенные решетки / Под ред. Воскресенского Д. И. и Канащенкова А. И. М.: Радиотехника, 2004. 488 с.
6. Кудрявченко И. В. Описание двумерного роя частиц как объекта терминального управления // Инновационная наука. 2016. № 1. Ч. 2. С. 64–67.

Оптимизация расчетного алгоритма работы для автоматических согласующих устройств коротковолнового диапазона

Ковалевич Д. А., Листопад Н. И., Батура М.П.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, ул. П. Бровки, 6, 220013, Республика Беларусь

Аннотация: В данной работе анализируются недостатки, присущие расчетному алгоритму автоматического согласования выходных каскадов передатчика с антенной, и предлагается способ его оптимизации.

1. Введение

При всей простоте расчета согласующих элементов, используя, например, способ, описанный в [1], качество согласования при экспериментальной проверке не всегда соответствует ожидаемому. Одной из причин этого несоответствия является наличие активных потерь в согласующих элементах. Причем основной вклад в эти потери вносят катушки индуктивности, добротность которых не превышает 300 при использовании сердечников из карбонильного железа [3], в то время как добротность серийно выпускаемых конденсаторов превосходит значение в несколько тысяч [7]. Наибольшие ухудшения качества согласования наблюдаются в случае низкого активного сопротивления антенны или ее высокой добротности. Такое поведение входного сопротивления в нижней части рабочего диапазона частот характерно для всех электрически коротких антенн (штыри, штыревые и дипольные АЗИ), которые используются в мобильных устройствах [2]. Предложенный в [1] способ учета активных потерь требует решения трансцендентного уравнения численными методами, что значительно повышает сложность расчетов и требования к вычислительной платформе.

2. Теория

Для согласования в нижней части коротковолнового диапазона с электрически короткими антеннами используется Г-звено с конденсатором включенным параллельно источнику и дросселем последовательно с антенной (рисунок 1).

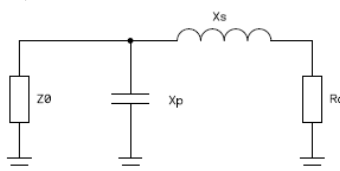


Рис. 1. Схема согласующего звена

Существует альтернативный описанному в [1] способ расчета номиналов согласующих элементов [4,5,6] для этого звена. Он позволяет согласовать два произвольных активных сопротивления при помощи вычисления добротности двух комплексно сопряженных сопротивлений, которые образуются за счет последовательного соединения реактивного элемента одного знака с меньшим активным сопротивлением, и параллельного соединения реактивного элемента противоположного знака – с большим. Для случая электрически короткой антенны в нижней части коротковолнового диапазона расчетные формулы примут вид:

$$Q_N = \sqrt{\frac{R_0}{R_a} - 1} \quad (1)$$

$$X_S = Q_N \cdot R_a \quad (2)$$

$$X_P = R_0 / Q_N \quad (3)$$

Если сопротивление антенны комплексное – возможны два варианта: включение реактивности антенны в согласующую цепь (комплексное сопротивление антенны расположено между точками В и С на рисунке 2) либо её компенсация комплексно сопряженной (комплексное сопротивление антенны расположено между точками А и В):

$$X_{res} = -X_a \quad (4)$$

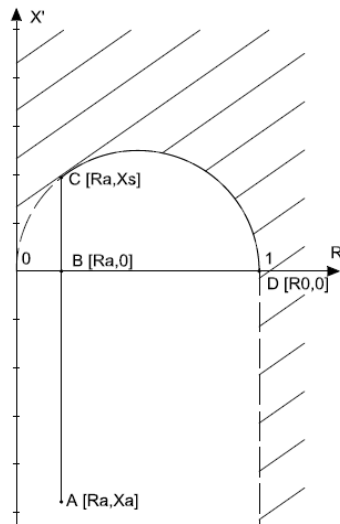


Рис. 2. Траектория изменения сопротивления

Используя этот подход, еще до расчета номиналов согласующего звена можно определить номинал компенсирующей катушки индуктивности и учесть потери в ней:

$$R_{res} = X_{res}/Q \quad (5)$$

$$R_{tot} = R_a + R_{res} \quad (6)$$

$$Q_N = \sqrt{\frac{R_0}{R_{tot}} - 1} \quad (7)$$

Случай, при котором антенна обладает только активным сопротивлением, равно как и случай включения реактивности антенны в согласующую цепь, не требует корректировки значения активного сопротивления, так как потери в согласующих элементах в этом случае пренебрежимо малы. Стоит отметить, что и обратное Г-звено практически не подвержено влиянию этих потерь, так как катушка индуктивности включена последовательно с относительно высоким сопротивлением источника.

3. Заключение

Предложен простой способ, позволяющий учесть активные потери в катушках индуктивности при расчете согласующей цепи и как следствие повысить качество согласования расчетного алгоритма работы для автоматических согласующих устройств коротковолнового диапазона.

Список литературы

1. Бабков В.Ю., Муравьев Ю.К. Основы построения устройств согласования антенн. ВАС: 1980.
2. Н.И. Листопад, Д.А. Ковалевич. Оптимизация параметров мобильных антенн ВЧ диапазона // Доклады БГУИР №6 (116), Минск: 2018. С. 73-79.
3. Q curves for iron powder cores. A design and application supplement to Micrometals RF catalog. Issue G. Micrometals Inc.: 1997.
4. Grebennikov A. RF and microwave power amplifier design. New York: 2004.
5. Gilmore R., Besser L. Practical RF circuit design for modern wireless systems. Volume 1. Passive circuits and systems. Norwood: 2003
6. Bowick C. RF Circuit Design. London: 1997.
7. ATC100E series porcelain high RF power multilayer capacitors. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://atceramics.com/userFiles/uploads/pdfs/100e.pdf> (дата обращения: 10.01.2020)

Сверхширокополосный облучатель зеркальных антенн

¹ Коноваленко М. О., Сваровский О. Ю.

¹ АО "НПФ "Микран"

пр-т. Кирова, 51д, Томск, 634041, Россия

konovalenko@micran.ru

Аннотация: Представлено описание активного сверхширокополосного облучателя переключаемой круговой поляризации для приёмных зеркальных антенн Сибирского солнечного радиотелескопа ИСЗФ СО РАН. Развязка по поляризации между ортогональными кругами (XPD) не хуже $-17 \div -18$ дБ в полосе рабочих частот 3-6 ГГц, 6-12 ГГц, 12-24 ГГц в зависимости от исполнения. Направленные и поляризационные характеристики, измеренные в безэховой камере в дальней зоне, совпадают с численными расчётами, при этом проведён промежуточный контроль амплитудно-фазовых соотношений на лабораторном стенде для отладки 4-х портной СВЧ платы питания / формирования и переключения круговой поляризации.

1. Введение

Фундаментальные и прикладные астрофизические исследования выполняются множеством ведущих институтов по всему миру, в том числе – России. С каждым десятилетием появляются новые более современные приёмные радиосистемы, образующие радиointерферометры, состоящие из десятков и сотен антенн, с разрешением от единиц угловых минут до десятых долей секунд.

Для возможности использования новых методов исследования Солнца и околоземного космического пространства требуется высокий уровень развязки по поляризации (XPD), что необходимо в корреляционных алгоритмах обработки принимаемых сигналов. Кроме того работа в сверхширокой полосе частот делает измерения более комплексными, позволяя лучше понять процессы, протекающие в Солнечной системе и предсказать дальнейшие изменения.

Ввиду колоссальных электрических размеров и достижения минимального коэффициента шума радиотелескопы строятся на базе зеркальных антенн. Как известно частотная избирательность зеркальных антенных систем в основном определяется свойствами облучающей части, поэтому задача построения сверхширокополосной зеркальной антенны сводится к задаче разработки сверхширокополосного облучателя.

В данной работе приведено описание активного сверхширокополосного облучателя круговой переключаемой поляризации [1], разработанного в составе зеркал для радиointерферометра, формируемого вложенными друг в друга тремя Т-образными решётками последовательных октавных диапазонов частот. Все решётки совместно с новыми цифровыми приёмниками и остальным СВЧ-оптическим оборудованием образуют солнечный телескоп, который будет расположен на территории Радиоастрофизической обсерватории "Бадары", принадлежащей ИСЗФ СО РАН [2].

2. Описание конструкции

Основные требования, предъявляемые к облучателю в трёх исполнениях:

1. Полоса рабочих частот 3-6 ГГц, 6-12 ГГц, 12-24 ГГц;
2. Две круговые поляризации и один общий вход;
3. XPD не хуже $-17 \div -18$ дБ;
4. Изменение положения фазового центра не более четверти длины волны верхней частоты;
5. Диаграмма направленности, задающая уровень боковых лепестков зеркала не хуже -20 дБ.

Пассивная часть облучателя выполнена на печатной плате (рис. 1), топология которой содержит несимметричные диполи в форме лепестка, расположенные над поверхностью круглого рефлектора на расстоянии порядка четверти длины волны нижней границы частотного диапазона. Четыре таких диполя образуют квадруполь, каждое плечо которого снабжено реактивным шлейфом на противоположной стороне подложки, замкнутым на общую землю специальной формы. Связь с шлейфом обеспечивается через металлизированное отверстие, а также ёмкостью через подложку. Печатная плата припаяна к металлической втулке, соединённой с полый трубой. Внутри трубы проходят две пары коаксиального кабеля, соединяющего плечи квадруполя и четыре входа платы формирования поляризации, расположенной на дополнительном рефлекторе, играющем роль несущей конструкции и диаграммозадающего элемента.

С целью формирования круговой поляризации плечи 1-2-3-4 квадруполя возбуждаются с фазами 0° - 90° - 180° - 270° знаком плюс или минус. Вся сборка при правильном монтаже на специализированном стенде обеспечивает отклонение амплитуд во всей октавной полосе частот не более $\pm 0,8$ дБ, фаз – не более $\pm 7^\circ$ от заданного значения, что крайне важно для сохранения уровня XPD.

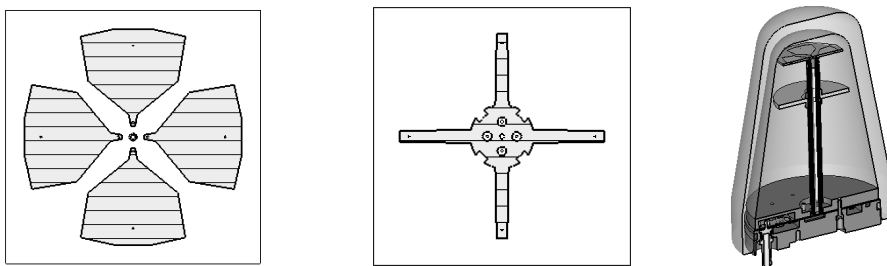


Рис. 1. Вид печатной платы облучателя и его конструкции в целом

3. Результаты измерений уровня XPD

Измерение уровня XPD [3] как разности диаграммы направленности на кросс-поляризации и ко-поляризации проведено в безэховой камере на расстоянии порядка 4,5 м с использованием вспомогательного конического рупора круговой поляризации, настроенного на измеряемую частотную точку. Всего с шагом 1 ГГц исследован весь рабочий диапазон, на (рис. 2) представлены направленные характеристики активного облучателя на крайних частотах диапазона 3-6 ГГц.

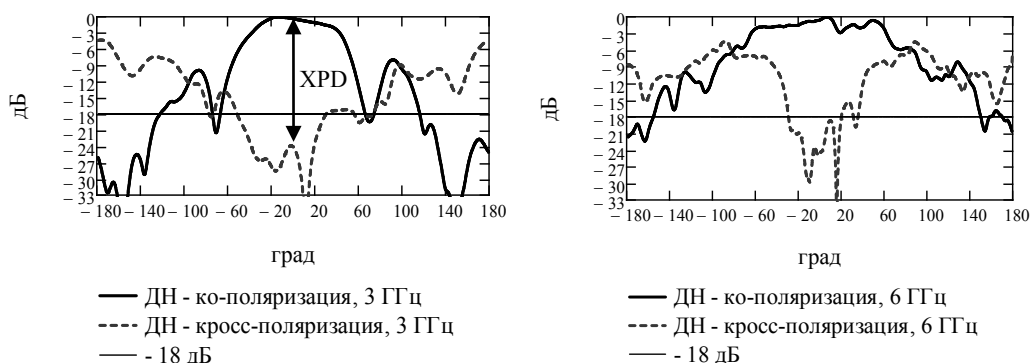


Рис. 2. Диаграммы направленности для ко-поляризации и кросс-поляризации на крайних частотах 3 ГГц и 6 ГГц

4. Заключение

Представлено описание сверхширокополосного облучателя переключаемой круговой поляризации с полосой пропускания не менее октавы. Облучатель разработан как часть системы длиннофокусных зеркальных антенн гелиофизического комплекса Сибирского солнечного радиотелескопа ИСЗФ СО РАН. Удалось достичь заданных электрических характеристик, в частности уровень XPD не хуже $-17 \div -18$ дБ, являющийся одним из основным параметров.

Перекрыты частоты 3-6 ГГц, 6-12 ГГц, 12-24 ГГц тремя исполнениями облучателя. В конструкции облучателей первых двух диапазонов используются только печатные узлы на неорганических подложках как для пассивной части, так и для активного радиотракта со всеми фазосдвигающими мостами и микросхемой маломощного усилителя. Облучатель 12-24 ГГц ввиду слишком короткой длины волны не позволяет использовать в своём составе фазосдвигающих узлов даже на керамической подложке, поэтому схема формирования поляризации реализована технологией ГИС.

Все облучатели пригодны для серийного выпуска и запущены на собственной производственной площадке АО НПФ "Микран". Облучатели проходят полевые испытания в составе зеркальных антенн, где на открытом полигоне контролируется ряд параметров.

Список литературы

1. Пат. 163383 Российская Федерация, МПК H01Q 21/00. Сверхширокополосный облучатель с высоким коэффициентом эллиптичности / Буянов Ю. И., Коноваленко М. О., Сваровский О. Ю.; заявитель и патентообладатель АО "НПФ "Микран". – опубл. 20.07.2016, Бюл. № 20. [Электронный ресурс]. URL: http://ru.iszf.irk.ru/Радиоастрофизическая_обсерватория/ (дата обращения: 06.05.2019).
2. Фрадин А.З., Рыжков Е.В. Измерение параметров антенно-фидерных устройств. М.: Гос. издательство литературы по вопросам связи и радио, 1962. – 317 с.

Влияние точности изготовления печатных плат на характеристики антенн в диапазоне 60—64 ГГц

Снегур Д. А., Редькина Е. А.

ФГАОУ ВО Севастопольский государственный университет, Инжиниринговый центр СевГУ
г. Севастополь, 299053, ул. Университетская, 33, Российская Федерация
elenaredkina@gmail.com

Аннотация: В данной работе рассматривается влияние точности изготовления печатной платы на изменения параметров патч-антенны в области частот 60–64 ГГц. Сделан вывод о наибольшем влиянии флуктуации длины излучающего элемента на его согласование.

1. Введение

Точность изготовления печатных плат, а именно точность конструктивных параметров задается классом точности изготовления и определяется методом их изготовления. В основном, значения точности задаются минимальным диаметром отверстия, минимальной шириной дорожки, минимальной шириной выреза, а также шагом проектирования и выводов. Класс точности изготовления определяет и диапазоном отклонений от заданного размера полигона. При этом разработка печатных плат, включающих модуль печатной антенной системы, требует применения высокого класса точности изготовления. Особенно это актуально для разработки печатных антенных модулей для миллиметрового диапазона волн, в котором длина волны в диэлектрике составляет единицы миллиметров.

Таким образом, в статье рассматривается влияние неточности изготовления печатных плат на патч антенну резонансного типа в диапазоне 60—64 ГГц. В данном диапазоне волн влияние будет оказывать не только параметров конструктивных параметров печатной платы, но и флуктуация диэлектрического основания, толщина и шероховатость металлического слоя, размеры углового среза металлизации (fillet).

2. Теория

В качестве антенны в исследовании влияния точности взята известная конструкция печатной патч антенны [1] с согласующим фидером, представленная на рис. 1. В качестве точности изготовления взяты значения производителя [2], с минимальной шириной выреза 0,1 мм, максимальным изменением геометрического размера по одной оси — 10 мкм.

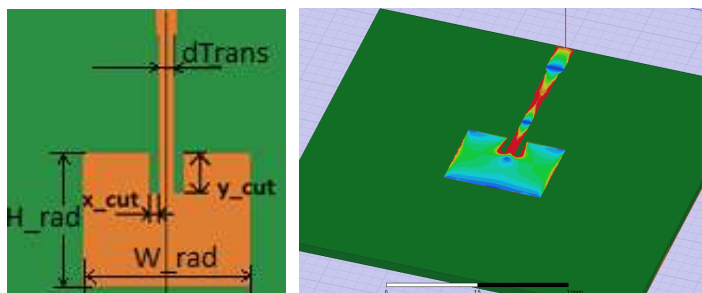


Рис. 1. Модель исследуемого излучающего элемента с фидером

Теоретические исследования влияния неточности изготовления печатной платы на характеристики резонансной антенны проводились в диапазоне 60–64 ГГц с помощью специализированного программного продукта HFSS со следующими параметрами печатного патч элемента и фидера:

$W_{rad}=1.709978\text{mm}\pm 20\mu\text{m}$ – ширина излучающего элемента;
 $H_{rad}=1.340976\text{mm}\pm 20\mu\text{m}$ – длина излучающего элемента;
 $d_{Trans}=0.158878\text{mm}\pm 20\mu\text{m}$ – ширина микрополоскового фидера;
 $y_{cut}=0.401001\pm 20\mu\text{m}$ – длина согласующего выреза;
 $x_{cut}=0.1\text{mm}$ — ширина согласующего выреза;
 $Dk=3.028$ — диэлектрическая постоянная подложки RO3003;
 $t_{in}=35\mu\text{m}$ — толщина металлизации (с оловянным покрытием).

Результаты исследования влияния разброса геометрических параметров длины и ширины излучающего элемента представлены на рис. 2. Как видно из рисунка основное влияние на изменение входных характеристик антенны (КСВ) оказывает флуктуация длины излучающего элемента.

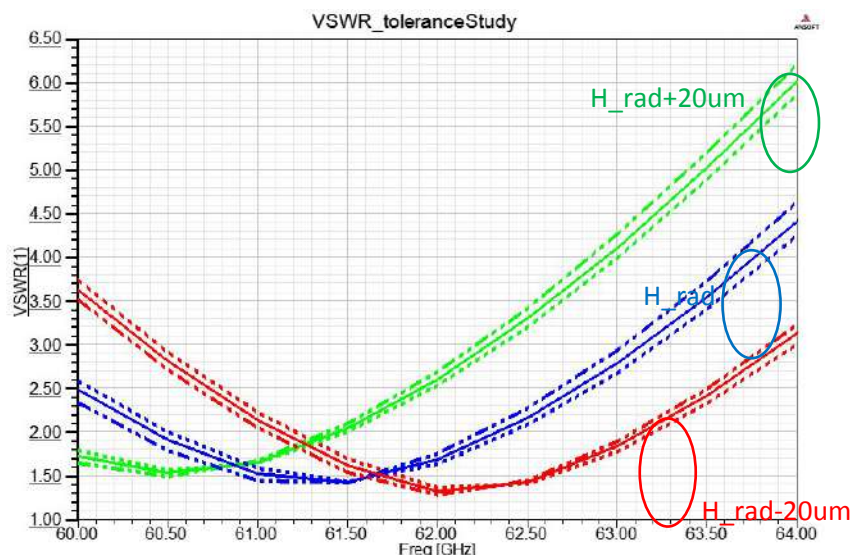


Рис. 2. КСВ патч антенны с фидером
с флуктуацией длины H_{rad} на -20 мкм (красные кривые), 0 мкм (синие кривые) и $+20$ мкм (зеленные кривые)
и с флуктуацией ширины W_{rad} на -20 мкм (пунктир), 0 мкм (сплошная кривая) и $+20$ мкм (штрих-пунктир)

Результаты исследования влияния разброса длины согласующего элемента представлены на рис. 3. При увеличении длины выреза резонанс смещается в сторону нижних частот диапазона, однако величина изменения не такая велика по сравнению с изменениями длины излучателя (см. рис. 2.)

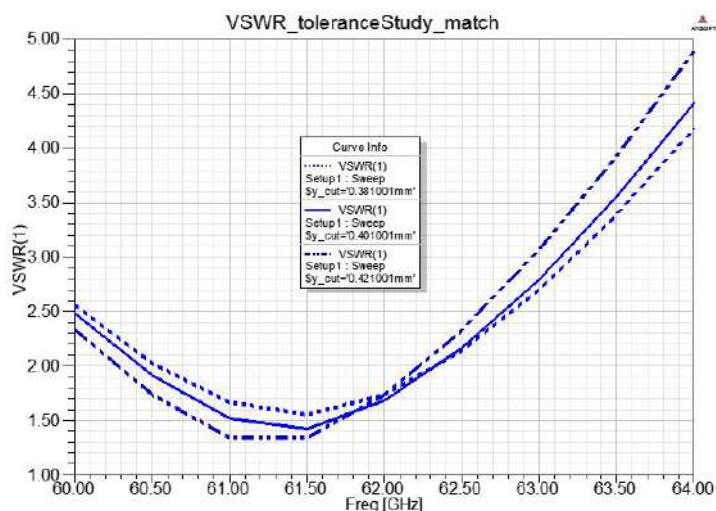


Рис. 3. КСВ патч антенны с фидером
с флуктуацией длины y_{cut} на -20 мкм (пунктир), 0 мкм (сплошная кривая) и $+20$ мкм (штрих-пунктирная)

Исследования влияния ширины согласующего выреза в излучающей структуре показали, что увеличение ширины согласующего выреза приводит к появлению дополнительной индуктивной составляющей во входном сопротивлении антенны, а значит к большему разогласованию с 50-омной линией передачи.

3. Заключение

Проведены исследования влияния неточности изготовления печатной платы на характеристики резонансной антенны в печатном исполнении (зависимость КСВ в диапазоне частот 60-64 ГГц). Выявлено, что наиболее существенное влияние оказывает флуктуация длины излучающего элемента, по сравнению с флуктуациями других параметров (ширины излучающего элемента, согласующих вырезов и ширины микрополосковых трансформатора и фидера). Максимальное изменение КСВ (на частоте 64 ГГц) при изменении длины излучающего элемента на 1,5% составляет 36%

Список литературы

1. William R. Deal., Vesna Radisic, Yongxi Qian, Tatsio Itoh The Electrical Engineering Handbook. Microwave Active Circuits and Integrated Antennas. – Academic Press. - 2005. — P.691—706.
2. High Frequency/ Low Loss PCBs/ AT&S. [Электронный ресурс] <https://ats.net/products-technology/product-portfolio/multilayer-pcbs/high-frequency-low-loss-pcbs/>

Высокодобротные диэлектрические резонаторы для диагностики параметров окружающей среды в СВЧ диапазоне

Добромыслов В. С.

Национальный исследовательский университет МЭИ
ул. Красноказарменная, 14, Москва, 111250, Россия
mpei-dvs@mail.ru

Аннотация: В работе представлены результаты исследований характеристик пластинчатых диэлектрических резонаторов с азимутальными колебаниями для диагностики параметров окружающей среды в СВЧ диапазоне. Рассмотрен резонатор на основе двух соосно расположенных дисков из материалов с малыми потерями (поликор, лейкосапфир). Изучены зависимости степени концентрации электромагнитного поля в зазоре между дисками и во внешней среде от величины зазора.

1. Введение

Диэлектрические резонаторы (ДР) с азимутальными колебаниями (АК) нашли применение в различных устройствах СВЧ диапазона: для стабилизации частоты СВЧ генераторов с малым уровнем фазовых шумов, в частотных дискриминаторах, для высокоточных измерений параметров диэлектрических материалов.

Особенностью ДР с АК является наличие внешней каустики, за пределами которой электромагнитное поле приобретает характер бегущей вдоль радиуса волны излучения. Посредством выбора размеров ДР и частотного диапазона несложно обеспечить режим, когда $Q_{изл} \gg Q_{дизл}$.

Использование ДР с АК для диагностики параметров окружающей среды (газы, жидкости) ограничено низкой чувствительностью. Дело в том, что относительная концентрация электромагнитного поля ДР во внешней среде в рабочем диапазоне составляет порядка (3-5)%. ДР с более сложной геометрией, так называемые пластинчатые ДР, могут иметь более высокую чувствительность [1]. В ряде работ, в частности в [2], при экспериментальных исследованиях резонаторов на основе двух соосно расположенных дисков отмечался эффект увеличения добротности, обусловленный повышенной концентрацией электромагнитного поля в воздушном зазоре между дисками.

В данной работе исследуются количественные характеристики пластинчатого ДР из поликора, лейкосапфира для диагностики параметров окружающей среды.

2. Объект и методы исследования

Объектом исследования является один из вариантов пластинчатых ДР с АК – резонатор на основе двух соосных диэлектрических дисков. Возбуждение резонатора производится на колебаниях с преимущественной ориентацией электрического поля вдоль аксиальной оси z ($HE_{n,1,1}$). Изменение степени концентрации электромагнитного поля между дисками достигается путем варьирования зазора Δ между ними.

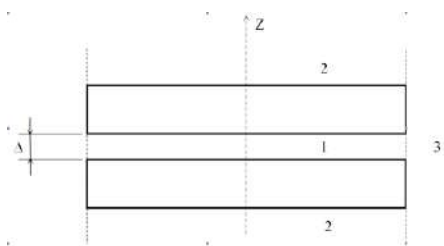


Рис. 1. Диэлектрический резонатор

Для анализа пластинчатого ДР использовался алгоритм, ранее разработанный в [3,4]. Погрешность вычислений резонансной частоты f_p , энергетических характеристик, как показывают сравнения с рядом других работ и экспериментальными данными весьма мала.

Добротность ДР Q без учета потерь на излучение определяется выражением

$$Q^{-1} = Q_{\varepsilon 1}^{-1} + Q_{\varepsilon 2}^{-1}, \quad (1)$$

где $Q_{\varepsilon 1}^{-1}, Q_{\varepsilon 2}^{-1}$ – добротности, связанные с потерями в материале резонатора ($\varepsilon_1, tg\delta_1$) и внешней среды ($\varepsilon_2, tg\delta_2$) соответственно.

Выражения для $Q_{\varepsilon 1}$ и $Q_{\varepsilon 2}$ представим в виде

$$Q_{\varepsilon 1}^{-1} = K_{Q\varepsilon 1} tg\delta_1, \quad Q_{\varepsilon 2}^{-1} = K_{Q\varepsilon 2} tg\delta_2, \quad (2)$$

где $K_{Q\varepsilon 1} = W_{зап\varepsilon 1} / W_{зап} = -2 \delta f_p / \delta \varepsilon_1$, $K_{Q\varepsilon 2} = W_{зап\varepsilon 2} / W_{зап} = -2 \delta f_p / \delta \varepsilon_2$, $W_{зап\varepsilon 1}$ – энергия, запасенная в диэлектрике с проницаемостью ε_1 , $W_{зап\varepsilon 2}$ – энергия, запасенная во внешней среде с проницаемостью ε_2 , $W_{зап}$ – полная энергия, запасенная резонатором, $\delta f_p = \Delta f_p / f_p$ – относительное изменение резонансной частоты, $\delta \varepsilon_1 = \Delta \varepsilon_1 / \varepsilon_1$, $\delta \varepsilon_2 = \Delta \varepsilon_2 / \varepsilon_2$ – относительные приращения диэлектрической проницаемости материала резонатора и внешней среды соответственно.

3. Результаты исследований

Исследования проведены для пластинчатого ДР на основе двух соосно расположенных диэлектрических дисков из поликора и лейкосапфира. Для дисков из лейкосапфира ось анизотропии ориентирована в направлении геометрической оси z . Диаметр дисков - 20 мм, толщина каждого диска - 2 мм. В расчетах использованы следующие диэлектрические параметры: $\epsilon = 9,6$ (поликор); $\epsilon_{\parallel} = 11,577$; $\epsilon_{\perp} = 9,388$ (лейкосапфир [5]). В миллиметровом диапазоне добротность резонаторов из лейкосапфира составляет около $5 \cdot 10^4$. Диэлектрические потери в поликоре близки потерям в лейкосапфире [6].

Рассмотрен тип колебаний $HE_{12,1,1}$ (с четным распределением поля E_z относительно плоскости симметрии резонатора). На рис.2 представлены зависимости $K_{Q\Delta}(\Delta) = W_{\text{зап}\Delta}/W_{\text{зап}}$ ($W_{\text{зап}\Delta}$ - энергия, запасенная непосредственно в зазоре, область 1, Рис.1), $K_{Qe2}(\Delta)$, $f_p(\Delta)$. Для резонатора из поликора зависимости $K_{Q\Delta}(\Delta)$, $K_{Qe2}(\Delta)$ имеют ярко выраженный экстремум в области $\Delta = (0,1 \dots 0,2)$ мм. Максимальное значение K_{Qe2} составляет около 18 % при $\Delta \sim 0,15$ мм. Относительный диапазон перестройки резонансной частоты при изменении зазора Δ от 0 до 0,5 мм - $\delta f_p \sim 16$ %. Относительная концентрация поля в областях 2 и 3 соответствует разности $K_{Qe2} - K_{Q\Delta}$ и в области отмеченного экстремума составляет около 4 %. Соответствующие зависимости для резонатора из лейкосапфира имеют менее выраженный экстремум в диапазоне $\Delta = (0,1 \dots 0,3)$ мм. Максимальное значение K_{Qe2} составляет $\sim 20,5$ % при $\Delta \sim 0,17$ мм. Относительный диапазон перестройки при изменении Δ от 0 до 0,5 мм - $\delta f_p \sim 23,1$ %. В области экстремумов зависимостей $K_{Qe2}(\Delta)$ величина радиационной добротности для пластинчатого ДР из поликора - $Q_{\text{изл}} \sim 2 \cdot 10^5$, для ДР из лейкосапфира - $Q_{\text{изл}} \sim 4 \cdot 10^5$ ($\epsilon_2 = 1$).

Для практического использования ДР на основе дисков из лейкосапфира более предпочтителен, поскольку чувствительность к параметрам внешней среды (коэффициент K_{Qe2}) изменяется незначительно при варьировании зазора Δ в более широком диапазоне и превосходит чувствительность для ДР из поликора.

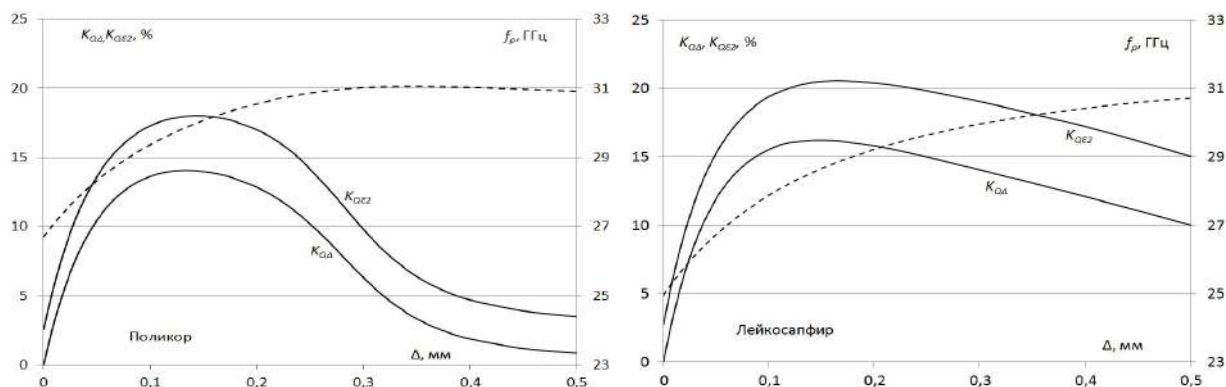


Рис. 2. Зависимости $K_{Q\Delta}(\Delta)$, $K_{Qe2}(\Delta)$, $f_p(\Delta)$: сплошные кривые - $K_{Q\Delta}$, K_{Qe2} ; штриховые - $f_p(\Delta)$

4. Заключение

Выполненные исследования пластинчатых дисковых ДР показывают возможность их практического применения для диагностики параметров окружающей среды – газов, жидкостей. Степень относительной локализации энергии во внешней среде пластинчатых ДР из поликора, лейкосапфира может значительно превосходить данный показатель для одиночных ДР.

Результаты исследований можно использовать при разработке конструкций диэлькометров в миллиметровом и сантиметровом диапазонах волн.

Список литературы

1. Взятых В.Ф., Добромислов В.С., Береза А.Е. А.с. 1107072(СССР). Диэлектрический резонатор для измерения комплексной диэлектрической проницаемости материалов на СВЧ. Оpubл. в Б.И., 1984. № 29.
2. Голубничая Г.В., Кириченко А.Я., Кривенко Е.В. и др. Влияние величины зазора между дисками на добротность диэлектрического пластинчатого резонатора // Письма в ЖТФ. 2015. Т. 41. Вып. 6. С. 50-57.
3. Добромислов В.С., Калинин В.И., Крюков А.В. Расчет спектра собственных колебаний экранированных диэлектрических резонаторов // Изв. ВУЗов. Радиофизика. 1990. Т. 33. № 9. С. 1068-1077.
4. Добромислов В.С., Крюков А.В. Радиационная добротность дисковых диэлектрических резонаторов // Радиотехника и электроника. 1991. Т. 36 №10. С. 2040-2045.
5. Егоров В.Н., Воловиков А.С. Измерение тензора диэлектрической проницаемости сапфира при температуре от 93 до 343 К // Изв. ВУЗов. Радиофизика. 2001. Т. 44. № 11. С. 960-966.
6. Паршин В.В., Серов Е.А., Чигряй Е.Е. и др. Диэлектрические параметры новейших малопоглощающих керамик в СВЧ и миллиметровом диапазоне // Тр. VI Микроволновой конференции, 28-30 Ноября 2018, ИРЭ РАН, Москва, С. 226–230.

Разработка миниатюрного триплексера на основе емкостно-нагруженных объемных резонаторов

Тюменцев А.И., Тимошенко Т.С., Забегайло И.В.

Омский научно-исследовательский институт приборостроения
г. Омск, 644009, Российская Федерация
info@oniip.ru

Аннотация: В работе представлена разработка миниатюрного триплексера, выполненного в LTCC. Предложенная конструкция состоит из трех полосовых фильтров, выполненных на основе емкостно-нагруженных объемных резонаторов с добротностью Q не менее 150-170. Расчетные параметры модели показывают малые вносимые потери в каждой полосе пропускания (менее 3 дБ), высокие уровни изоляции между выходными портами триплексера (более 50 дБ). Габаритные размеры разработанного триплексера 12x14,5x1,4 мм.

1. Введение

Современные тенденции в области систем беспроводной связи диктуют все более жесткие требования к оборудованию базовых станций, обеспечивающих их работу. Оборудование, предназначенное для работы в стандарте 5G поддерживает мультиканальность, что в свою очередь ведет к необходимости использования многополосных фильтров (мультиплексеров), которые сильно влияют на качество принимаемого сигнала. Мультиплексеры применяются для разделения нескольких сигналов на разных частотах на каналы.

В этой работе авторы покажут этапы разработки триплексера с низким уровнем вносимых потерь (не более 1,5 дБ), состоящего из трех ППФ на объемных резонаторах, выполненных в LTCC, для работы в 5G band 3, band 7, band 78 с низкой стоимостью изготовления. Также будут показаны расчетные параметры триплексера на основе ППФ на резонаторах такого типа.

2. Теория

Структурная схема высокочастотного триплексера представлена на рис. 1а. Триплексер состоит из трех каналов, каждый из которых выполнен в виде узкополосного полосно-пропускающего фильтра с малыми потерями и корректирующей цепочкой на входе, для обеспечения параллельной работы фильтров. Каждый ППФ состоит из соединенных емкостной связью двух емкостно-нагруженных объемных резонаторов (рабочая частота каждого канала приведена на рис. 1 а). Расчетные S-параметры такой структуры ВЧ триплексера показаны на рис.1 б.

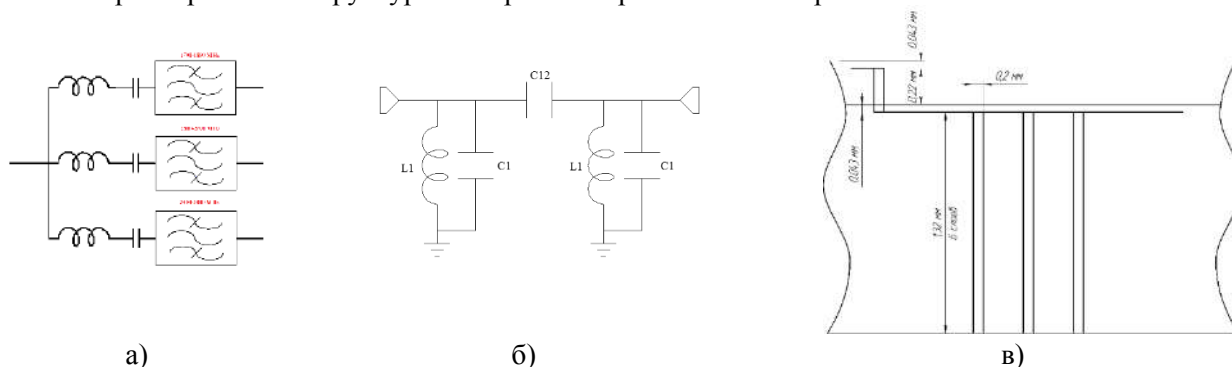


Рис. 1 а) Структурная схема ВЧ триплексера, б) схема полосно-пропускающего фильтра 2-ого порядка, в) структура слоев объемного резонатора на LTCC

Для синтеза схемы ППФ на основе емкостно-нагруженного объемного резонатора, представляющего собой параллельный контур, был применен метод перехода от фильтра-прототипа НЧ с использованием инверторов сопротивлений [1]. Полученная схема полосно-пропускающего фильтра второго порядка на параллельных контурах с емкостной связью приведена на рис. 2 б.

Чтобы обеспечить вносимые потери ППФ не более 1,5 дБ собственная добротность объемного резонатора должна быть не менее 150-170. Такие высокие значения добротности резонатора квадратного сечения могут быть получены при отношении $\frac{a}{\lambda_g} \approx 0,12$, тогда для ППФ с центральной частотой $f_0=3600$ МГц, сторона резонатора $a=3,6$ мм [2]. Высота резонатора должна быть такой, чтобы с одной стороны

обеспечивать необходимую индуктивность, а с другой стороны обеспечивать затухание в дальней зоне, которое напрямую зависит от высоты резонатора. Также общая высота резонатора ограничена количеством и толщиной слоев LTCC, а максимальная нагрузочная емкость зависит от минимально возможной толщины слоя.

Емкость C_1 выполнена в виде зазора между пластиной на конце резонансного штыря и металлизированной крышкой резонатора, тогда сторона пластины квадратного конденсатора, выполненного в структуре LTCC DuPont Green Tape TM 951 ($\epsilon_r = 7,8$, $\text{tg}\delta = 0,0015$) с толщиной слоя между обкладками конденсатора 0,043 мм будет равна $a = 2,05$ мм.

Так как высота штыря ограничена общей высотой резонатора и толщиной нагрузочного конденсатора, то зная индуктивность металлического стержня резонатора можно оценить его остальные геометрические размеры. Учитывая, что высота стержня $h = 1,31$ мм [3]:

$$L_H = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln \frac{4l}{d} - 0,75 \right), \quad (1)$$

диаметр круглого штыря $d = 2,5$ мм. Сторону квадратного штыря можно найти, принимая d за диаметр описанной окружности. Тогда сторона квадратного штыря $a = 1,77$ мм. Емкостная связь между резонаторами C_{12} выполнена в виде окна в ряде металлических штырей, являющихся эквивалентом цельной металлической стенки. Расчет емкости связи производился по формуле (1), как торцевая емкость, учитывая, что толщина металлизации 0,011 мм, а расстояние между обкладками конденсаторов 0,6 мм. Тогда размер диафрагмы равен 2,29 мм. Корректирующий контур выполнен в виде интегрального конденсатора емкостью $C = 0,15$ пФ и сосредоточенной индуктивности фирмы CoilCraft 0201DS.

Окончательный вариант конструкции триплексера с геометрическими размерами, а также его расчетные S-параметры приведены на рис. 2а и 2б соответственно.

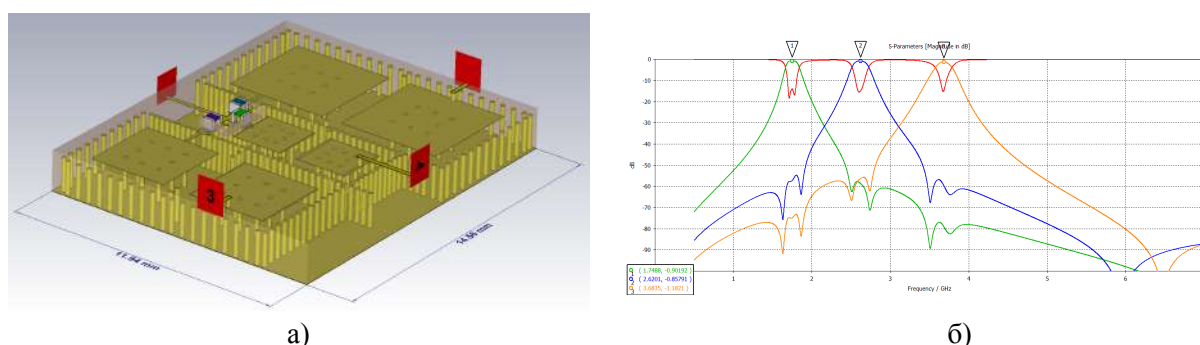


Рис. 2 а) 3D модель триплексера, б) Расчетные S_{11} и S_{21} 3D модели триплексера

Разработанный триплексер имеет вносимые потери $\Pi_{21} = 0,9$ дБ; $\Pi_{31} = 0,85$ дБ; $\Pi_{41} = 1,18$ дБ в первом, втором и третьем каналах соответственно, возвратные потери были получены не хуже 15 дБ во всех каналах. Также в расчетных параметрах изоляция между выходными портами триплексера на центральных частотах не хуже 50 дБ для всех каналов, а в силу своих конструктивных особенностей, такие фильтры не имеют паразитных резонансов на 2-ой и 3-ей гармониках [2], то в полосе задерживания триплексер имеет затухание более 60 дБ.

3. Заключение

В работе представлен триплексер на три диапазона частот для работы в 5G. Разработанный триплексер обладает малыми вносимыми потерями в каждой полосе пропускания (менее 3 дБ), малыми габаритными размерами ($12 \times 14,5 \times 1,4$ мм), высокими уровнями изоляции между выходными портами триплексера (более 50 дБ) и проходной мощностью 5 Вт. Технология LTCC позволяет сократить стоимость и повысить технологичность производства триплексера, а также избежать сложной настройки каждого фильтра.

Список литературы

1. Ханзел Г. Е. Справочник по расчету фильтров / Пер. с англ. под ред. А.Е. Знаменского. – М.: Сов. радио, 1974. – 288 с.
2. Тургалиев В. М. Емкостно-нагруженные резонаторы и фильтры СВЧ на их основе: Дис. кан. тех. наук – С.-П. – 2015. – 118 с.
3. Пименов, Ю. Техническая электродинамика / Ю. Пименов, В.Вольман, А. Муравцов. – Москва, Радио и Связь, 2000. – 536 с.

Пластинчатый металлодиэлектрический волновод

¹Афонин И. Л., ²Боран-Кешишьян А. Л. ³Боков Г.В.

¹Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
igor_afonin@inbox.ru

²Государственный морской университет имени адмирала Ф.Ф. Ушакова
г. Новороссийск, 353918, Российская Федерация
bk.anastas@gmail.com

³Филиал государственного морского университета имени адмирала Ф.Ф. Ушакова г. Севастополь
Bokov.gennadiy@mail.ru

Аннотация: В работе представлены результаты исследований, связанные с проектированием пластинчатого металлодиэлектрического волновода, который может быть использован для передачи электромагнитной энергии в микроволновом диапазоне частот. Данная волноводная структура сочетает достоинства и исключает недостатки полого металлического волновода и полосковых линий.

1. Введение

В антенно-волноводных трактах радиоэлектронных средств в основном используются металлические волноводы прямоугольного сечения. Недостатком полого металлического волновода прямоугольного сечения является то, что для длинноволновой части СВЧ и коротковолновой части УВЧ диапазона частот, он имеет достаточно большие массогабаритные показатели, а исходя из этого, имеет высокую стоимость.

Так же известны несимметричные полосковые и микрополосковые линии, которые представляют собой открытую электродинамическую структуру. Недостатком таких линий является то, что они имеют достаточно большие потери на излучение. А, в результате экранирования происходит деформация электромагнитных полей, сопровождающаяся ухудшением рабочих параметров данных устройств [2].

Целью настоящей работы является проектирование конструктивно простой, технологичной, малогабаритной, дешевой альтернативной линии передачи для СВЧ и УВЧ диапазонов, сочетающей достоинства полого металлического волновода и полосковых линий. Предлагаемая волноводная структура (пластинчатый металлодиэлектрический волновод) может использоваться как в сантиметровом, так и миллиметровых диапазонах.

2. Теория

Пластинчатый металлодиэлектрический волновод (ПЛМДВ) — тонкая ленточная диэлектрическая пластина (2) с двухсторонней металлизацией широких стенок (рис. 1), которая зажимается со стороны широких стенок двумя проводящими пластинами (1). Металлизация пластины позволяет исключить возникновение воздушных неоднородностей, которые имели бы место при контакте проводящих пластин с диэлектрической полосой.

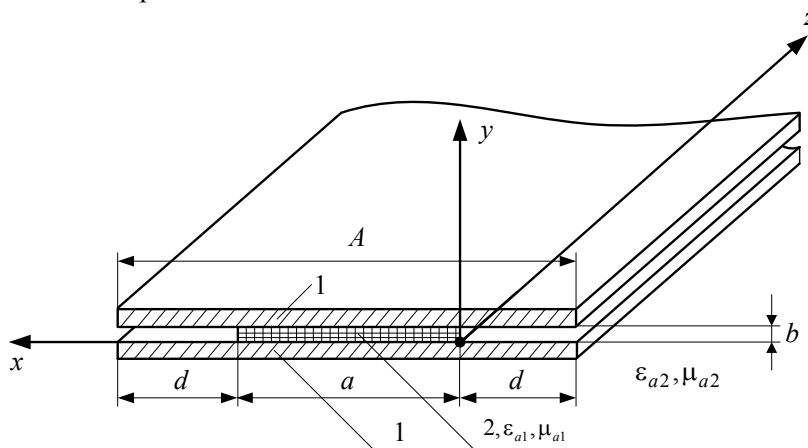


Рис. 1. Пластинчатый металлодиэлектрический волновод

Чтобы волноводная структура для данного типа волны сохраняла свои направляющие свойства и могла передавать энергию вдоль продольной оси, необходимо выполнение следующего условия: угол направления вектора Пойнтинга плоской волны θ_x должен быть больше критического, т.е.

$$\theta_x > \theta_{x\text{кр}} = \arcsin \sqrt{\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}}.$$

Длина волны, при которой достигается равенство $\theta_x = \theta_{x\text{кр}}$, называется критической. Критическая длина волны моды E_y^{00} определяется величиной размера a (ширина диэлектрической пластины), а также зависит от параметров ε_1 и ε_2 (μ_1 и μ_2 полагаем равными единице).

$$\lambda_{\text{кр}} = 2a\sqrt{\varepsilon_1 - \varepsilon_2} \dots\dots\dots (1)$$

Дисперсионное уравнение для волны типа E_y^{00} имеет следующий вид:

$$\frac{\lambda}{a} = \frac{\pi \sqrt{\varepsilon_1} \cos \theta_x}{\arctg \left[\frac{\sqrt{\sin^2 \theta_x - \frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}}}{\cos \theta_x} \right]}.$$

Из данного уравнения по известным параметрам волноводной структуры (ε_1 , ε_2 , и a) можно найти на любой длине волны λ направляющий угол θ_x . При этом $\theta_y = 90^\circ$, а $\theta_z = 90^\circ - \theta_x$.

Наличие проводящих пластин в волноводной структуре исключает излучение электромагнитной энергии из угловых областей границы раздела двух диэлектриков.

Глубина проникновения поля (δ) в воздушную подложку равно расстоянию вдоль нормали к грани волновода при удалении от плоскости раздела диэлектрических сред, при котором амплитуда напряженности электрического или магнитного поля уменьшается в e раз ($e = 2,718\dots$). Она определяется по формуле:

$$\delta = \frac{\lambda}{2\pi \sqrt{\varepsilon_1} \sqrt{\sin^2 \theta_x - \frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}}}.$$

Глубина проникновения поля $\delta = \delta_{\min}$ на минимальной рабочей длине волны $\lambda_{\min}$ равна $\lambda_{\min} = 0,4a$.

Положив $d = 4\delta_{\min} = 1,6a$ (рис. 1), получим поперечный размер волноводной структуры, равный

$$A = a + 2d = 4,2a.$$

При $\lambda_{\text{кр}} = \lambda_{\min}$ из (1) получаем:

$$a = \frac{\lambda_{\min}}{2\sqrt{\varepsilon_1 - \varepsilon_2}}.$$

Так, например, при $\lambda_{\min} = 8$ см; $\varepsilon_1 = 10$; $\varepsilon_2 = 1$; $a = 1,36$ см; $A = 5,71$ см.

3. Заключение

Результатом данного исследования является проектирование альтернативной конструктивно простой, технологичной, малогабаритной, дешевой альтернативной линии передачи для СВЧ и УВЧ диапазонов, сочетающей достоинства полого металлического волновода и полосковых линий.

Список литературы

1. Семенов Н.А. Техническая электродинамика / Н.А. Семенов — М. Связь, 1973. — 480 с.
2. Microstrip line and slotlines / [Gupta K.C., Garg R., Bahl I., Bhartia P.]. — London.: Artech House, 1996. — 535 p.
3. Саламатин В.В. Основы геометрической электродинамики волноводов прямоугольного сечения: учеб. пособие / В.В. Саламатин, И.Л. Афонин, С.Н. Бердышев. — Севастополь: изд-во СевНТУ, 2008. — 220 с.

Мощный электромеханический СВЧ переключатель диапазона частот до 12,4 ГГц

¹ Коренев А.В., ² Гошин Г.Г.

¹ Иркутский Релейный Завод

г. Иркутск, ул. Байкальская, 239, Российская Федерация

korenev_av@irzirk.ru

² Томский Государственный Университет Систем Управления и Радиоэлектроники

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

goshingg@svch.tusur.ru

Аннотация: В данной работе описана конструкция высокочастотной части разработанного мощного электромеханического СВЧ переключателя со схемой коммутации 2П2Н/DPDT с соединителями типа N, работающего в диапазоне частот до 12,4 ГГц и обладающего малыми значениями вносимых потерь и КСВН.

1. Введение

Несмотря на развитие технологий, позволяющих добиваться улучшения характеристик полупроводниковых переключателей, в некоторых случаях, по совокупности технических характеристик, применение электромеханических устройств более оправдано [1]. Так, электромеханические устройства позволяют коммутировать сигналы большей мощности, обладают меньшим коэффициентом отражения, меньшими вносимыми потерями в замкнутом состоянии и большим значением изоляции между разомкнутыми контактами. Однако для получения таких результатов необходимо использование материалов с низкими потерями, высокая точность изготовления деталей, а также тщательное моделирование.

Рассматриваемый СВЧ переключает (рис. 1) обладает вносимыми потерями не более 0,25дБ, КСВН <1,2, изоляцией >90дБ, что соответствует уровню лучших мировых образцов [2] и не имеет аналогов в отечественном производстве. Переключатель является поляризованным, бистабильным. Коммутация производится путем подачи на низкочастотные входы импульсов напряжения амплитудой 28 ± 4 В длительностью 50мс.



Рис. 1. Внешний вид рассматриваемого переключателя

2. Теория

Любой путь прохождения сигнала в переключателе состоит из двух соединителей типа N и участка прямоугольной коаксиальной линии с подвижным центральным проводником в корпусе устройства.

Использование прямоугольной коаксиальной линии в конструкции переключателя позволило добиться лучшего прилегания центрального проводника к корпусу в разомкнутом состоянии, что увеличило развязку между каналами прохождения СВЧ сигнала. Также такая конструкция более технологична. Конструкция тракта СВЧ изображена на рис.2.

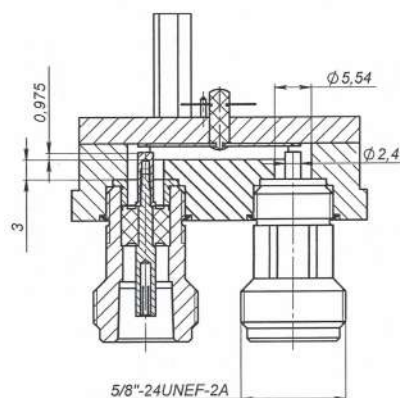


Рис. 2. Конструкция СВЧ тракта переключателя

В качестве материала опорной шайбы соединителей типа N (рис. 2) применен материал Арфлон AR200 [3], который обладает схожими с Ф-4 диэлектрическими параметрами, но лучшими механическими характеристиками [4].

Для согласования перехода с круглой коаксиальной линии соединителей на прямоугольную линию корпуса был оптимизирован зазор между подвижными контактами и подобраны геометрические размеры линий.

Устройства были испытаны на максимальную пропускаемую мощность в импульсном режиме - с пиковой мощностью 12300 Вт на частоте 1030 МГц и в непрерывном режиме - при входного сигнала 70 Вт на частоте 9600 МГц. Перегрев поверхности корпуса относительно температуры окружающей среды в самой горячей точке не превысил 25°C, а ВЧ характеристики после воздействия остались в пределах ТУ.

3. Заключение

Разработан мощный сверхвысокочастотный электромеханический переключатель с улучшенными СВЧ характеристиками, который может быть использован в различных устройствах, где необходима коммутация мощных СВЧ сигналов, низкие потери и хорошее согласование с линией передач.

Список литературы

1. Design Guide Microwave Switches and RF Coaxial Relays. // AN2001-01 Dow-Key Microwave Corporation, 2015, 04 47P. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.dowkey.com/wp-content/uploads/2015/04/AN2001-01-DesignGuide_MicrowaveSwitches&RFCoaxialSwitches.pdf
2. Кочемасов В. Электромеханические переключатели ВЧ/СВЧ-сигналов - основные типы и производители Ч.1// Электроника- НТБ. 2016. №7. С. 114-121.
3. Корнев А.В. Результаты применения материала Арфлон AR200 для изготовления СВЧ устройств // Наука и практика: проектная деятельность — от идеи до внедрения. Мат. VIII рег. конф. - ч.2. -Томск: Изд-во ТУСУРа, 2019 — с. 546-548.
4. Прокимов А., Джуринский К., Смирнова Ю. Перспективные изоляционные материалы для радиочастотных кабелей и соединителей // Компоненты и технологии. 2017. № 2. С. 105-113.

Коэффициент электромеханической связи пьезокерамического резонатора с радиальным возбуждающим полем¹

¹ Теплых А. А., ¹ Зайцев Б. Д., ¹ Бородина И. А., ¹ Семенов А. П.

¹ Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, Саратовский филиал
г. Саратов, 410019, ул. Зеленая, 38, Российская Федерация
terplykhaa@mail.ru

Аннотация: В работе теоретически исследован коэффициент электромеханической связи пьезокерамических акустических резонаторов нового типа: дисковых резонаторов с радиальным возбуждающим электрическим полем. Такой резонатор представляет собой диск из пьезоматериала кристаллографического класса бтт, на один торец которого нанесены два круглых концентрических металлических электрода с зазором между ними. Преимущество резонаторов этого типа заключается в том, что на его характеристики оказывают влияние как механические, так и электрические свойства нагрузки, нанесенной на другой торец резонатора, при этом характеристики резонатора можно эффективно вычислять при помощи двумерного метода конечных элементов. В работе рассчитан динамический коэффициент электромеханической связи для первых 10 мод колебаний резонатора из пьезокерамики ЦТБС-3 при различном радиусе электродов и зазоре между ними. Полученные результаты проверены экспериментально.

1. Введение

Пьезокерамический резонатор с радиальным возбуждающим полем представляет собой диск из пьезокерамики, который возбуждается при помощи двух концентрических металлических электродов, расположенных на одном из торцов диска. При помощи пьезорезонаторов такого типа возможно создание датчиков для определения акустических и электрических характеристик пленок методом широкополосной акустической резонансной спектроскопии [1]. Для этого необходимо уметь эффективно вычислять отклик резонатора (его электрический импеданс) на возбуждение на определенной частоте в широком частотном диапазоне. Ранее нами было показано, что достаточно точно и эффективно можно рассчитывать колебания и электрический импеданс резонатора в форме диска из пьезоматериала группы бтт, кристаллографическая ось которого совпадает с осью диска. При этом возможно математически строго учесть различное положение возбуждающих электродов и неоднородность материала диска, если это не нарушает осевую симметрию задачи [2]. Очевидно, что эффективность возбуждения различных мод колебаний такого резонатора зависит от конфигурации возбуждающего поля, которая зависит от расположения электродов на резонаторе. В настоящей работе теоретически исследована зависимость коэффициента электромеханической связи для некоторых мод колебаний резонатора от положения электродов и ширины зазора между ними.

2. Определение коэффициента электромеханической связи

Диск диаметром d и толщиной h изготовлен из пьезокерамики, принадлежащей к кристаллографическому классу бтт. Ось поляризации керамики параллельна оси диска z . На нижнем торце диска располагаются два круглых концентрических металлических электрода. Внутренний электрод имеет форму круга радиуса e_1 , внешний электрод имеет форму кольца с внутренним радиусом e_2 и внешним радиусом $d/2$. Зазор между электродами e_g равен $e_2 - e_1$. Боковая поверхность и верхняя сторона диска считается механически и электрически свободной. В такой постановке задача является двумерной (в координатах r и z) и осесимметричной. Разработанная в [2] конечноэлементная модель позволяет найти распределение акустического поля и электрического потенциала внутри диска. Материал резонатора полностью характеризуется пятью модулями упругости $c_{11}, c_{12}, c_{13}, c_{33}, c_{44}$, тремя пьезоэлектрическими модулями e_{15}, e_{31}, e_{33} , двумя модулями диэлектрической проницаемости $\epsilon_{11}, \epsilon_{33}$, и плотностью ρ . Решение прямой задачи в случае свободного диска методом конечных элементов позволяет вычислить электрический импеданс резонатора для заданной частоты на основе известных материальных констант. Решение обратной задачи для этого случая позволяет уточнить вышеперечисленные материальные константы пьезокерамики, из которой изготовлен резонатор.

При помощи двумерной конечноэлементной модели [2-4] были рассчитаны частоты параллельного и последовательного резонансов для 10 низших мод колебаний резонатора диаметром $d = 22$ мм и толщиной $h = 2$ мм, находящихся в диапазоне 90 – 620 кГц. Это позволило определить коэффициент электромеханической связи k^2 для этих мод, используя известное соотношение [5]:

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 20-07-00602.

$$k^2 = \frac{f_p^2 - f_s^2}{f_p^2} \quad (1)$$

Здесь f_p – частота параллельного резонанса, f_s – частота последовательного резонанса. В результате были определены зависимости k^2 от положения зазора между электродами шириной $e_g = 1$ мм (рис. 1а) и от ширины зазора между электродами (рис. 1б), при этом радиус внутреннего электрода $e_1 = d/4 - e_g/2$.

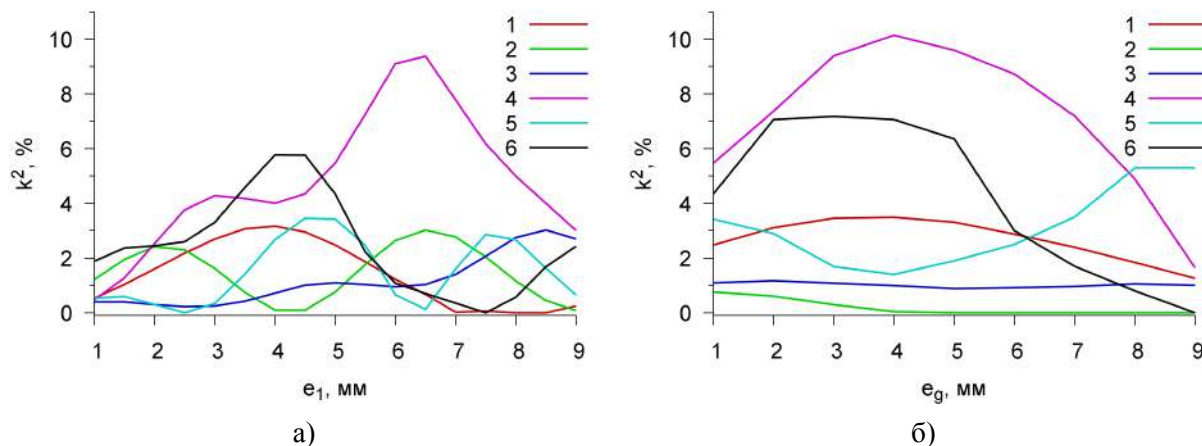


Рис. 1. Зависимости коэффициента электромеханической связи от: а) положения зазора между электродами e_1 ; б) ширины зазора между электродами e_g . Частоты f_p для $e_1=5$ мм, $e_g=1$ мм: 1 - 304 кГц, 2 – 460 кГц, 3 – 504 кГц, 4 – 542 кГц, 5 – 584 кГц, 6 – 608 кГц

Коэффициент электромеханической связи для четырех низших мод оказался близок к 0 и на рисунках не показан.

Для экспериментальной проверки полученных результатов использовался круглый резонатор из пьезокерамики ЦТБС-3 диаметром 22 мм и толщиной около 2 мм производства ООО «Аврора-ЭЛМА», г. Волгоград. С торцов резонатора были удалены заводские электроды, затем на один торец были нанесены два концентрических серебряных электрода. Внутренний электрод имел радиус $e_1 = 5$ мм, зазор между электродами составлял $e_g = 1$ мм. При помощи анализатора импеданса Agilent E4990a была измерена реальная и мнимая части электрического импеданса данного резонатора от частоты f в диапазоне 50 – 650 кГц. Определенные экспериментально частоты параллельного и последовательного резонансов оказались в хорошем количественном соответствии с теорией, разность измеренных и рассчитанных частот не превышала 1%.

3. Заключение

Полученные результаты показывают, что коэффициент электромеханической связи для некоторых низших мод и конфигурации электродов рассмотренного резонатора может достигать 10%. При этом зависимости k^2 от положения и ширины зазора немонотонны и максимум достигается в узком диапазоне рассмотренных значений. Наибольшей пьезоактивностью обладает мода с $f_p = 530$ -550 кГц. Все рассмотренные моды имеют смешанный тип поляризации: поверхность свободного торца резонатора смещается как в радиальном, так и в аксиальном направлении. Это означает, что возможно применение данного типа резонатора в качестве излучателя или приемника ультразвука в жидкости. Эти выводы будут подвергнуты дальнейшей экспериментальной проверке.

Список литературы

1. H. Tohyoh, T. Imaizumi, M. Saka. // Rev. Sci. Instr., 2006, 77, 104901
2. А. А. Теплых, Б. Д. Зайцев, А. М. Шихабудинов, И. А. Бородин. // Ученые записки физического факультета МГУ. 2017, 5, 1751312, 4с
3. Сегерлинд Л. Применение метода конечных элементов. Мир. М., 1979. –392 с.
4. Зенкевич О. Метод конечных элементов в технике. Под редакцией Б. Е. Поберди. Мир. М., 1975. –541 с.
5. IEEE Standard on Piezoelectricity 176-1987, available from IEEE Customer Service, Piscataway, NJ.

Исследование электродинамических характеристик круглого волновода с кусочно-слоистым диэлектрическим заполнением¹

Лонкина Д.В., Земляков В.В., Губский Д.С., Крутиев С.В.¹

¹ Южный федеральный университет
г. Ростов-на-Дону, ул. Зорге 5, 344090, Российская Федерация
lonkina.daria@yandex.ru

Аннотация: В данной работе показана возможность применения метода частичных областей к исследованию цилиндрических структур с неоднородным диэлектрическим заполнением и сложной формой сечения. Для улучшения сходимости метода и увеличения скорости расчета алгоритма на границе разделов областей использованы функции, учитывающие поведения поля вблизи металлического ребра. Проведено исследование постоянных распространения электромагнитных волн в волноводе и проведен анализ зависимости электродинамических характеристик от различных значений диэлектрической проницаемости и геометрических размеров.

1. Введение

Волноводные частотно-селективные устройства играют важную роль в современных инфокоммуникационных системах [1] благодаря возможности передавать большие мощности, обеспечивать высокую добротность резонаторов и малые потери. Кроме того, подобные устройства в настоящее время стали широко использоваться в других областях: в медицине [2] и для анализа различных материалов [3]. Наиболее популярными базовыми структурами для построения таких устройств являются прямоугольные и круглые волноводы [4]. На сегодняшний день частотно-селективные устройства простой конфигурации на круглых и прямоугольных волноводах хорошо исследованы. Однако для перехода к новым поколениям инфокоммуникационных систем, для возможности внедрения данных структур в новые области применения требуются новые базовые элементы и топологии, например на цилиндрических структурах с неоднородным диэлектрическим заполнением. Для анализа данных структур необходимо разрабатывать высокоскоростные алгоритмы, позволяющие быстро и с хорошей точностью рассчитывать электродинамические характеристики структур, так как при проектировании устройств данные параметры необходимо вычислять многократно, а для этого требуется время. Поэтому подобные алгоритмы могут значительно упростить процедуру синтеза и оптимизации данных устройств.

2. Исследуемая структура

Круглые регулярные волноводы сложного поперечного сечения имеют более широкую полосу одномодового режима работы. В качестве неоднородностей могут выступать регулярный продольный металлический гребень или несколько металлических гребней различной формы поперечного сечения, расположенные в круглом волноводе с определенным периодом или в определенном порядке по поперечному сечению, а также слоистое диэлектрическое заполнение.

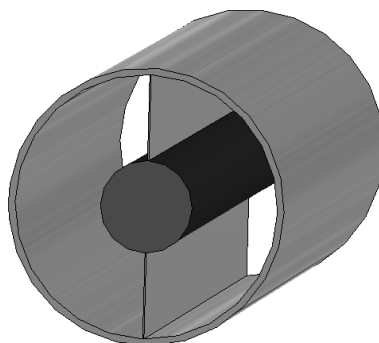


Рис. 1. Исследуемая структура

В разных работах рассматривались следующие структуры: круглые волноводы с одним гребнем, круглые волноводы с двумя [5, 6], тремя и четырьмя гребнями [7]. Также были исследованы структуры с различным количеством гребней и различной их формой. Например, Т-образные гребни [8], угловые гребни [9], радиальные гребни и сложные радиальные гребни [10].

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 19-37-90013.

В данной работе проведено исследование структуры, показанной на рис.1. Как видно из данного рисунка, структура имеет два металлических ребра и диэлектрик, находящийся между ними. Для исследования постоянных распространения волн в волноводе поперечное сечение структуры разбивалось на две области (Рис.2).

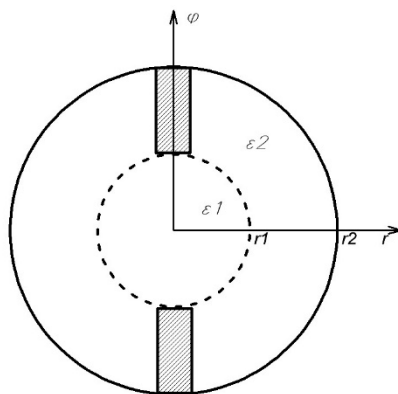


Рис. 2 Поперечное сечение исследуемой структуры

Для нахождения постоянных распространения использовался метод частичных областей с учетом особенности поведения поля вблизи ребра. В данном методе производится запись компонент поля в двух частичных областях. Далее на границе областей вводятся функции, учитывающие особенность поведения поля вблизи ребра. После чего компоненты полей сшиваются, в результате чего получается необходимая система уравнения для поиска электродинамических характеристик.

3. Заключение

В работе показана возможность создания алгоритма на основе метода частичных областей с учетом особенности поведения поля вблизи металлического ребра. Рассмотрена структура с неоднородным диэлектрическим заполнением.

Список литературы

1. S.Yong Y, J. Bornemann Evanescent-Mode Filters with Arbitrarily Positioned Ridges in Circular Waveguide // Proceedings of 2011 IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing. 2011. pp. 504-508
2. Kim H. J., Roh H. G., Lee W. Craniosynostosis: Updates in Radiologic Diagnosis // Journal of Korean Neurosurgical Society. 2016. № 3. pp 219-226.
3. Mohammad R. Ramzi, Mohamed Abou-Khousa, Iman Prayudi Near-Field Microwave Imaging Using Open-Ended Circular Waveguide Probes // IEEE Sensors Journal. 2017. № 8. pp. 2359 – 2366.
4. Губский Д.С., Земляков В.В., Лонкина Д.В. Компактный полосно-пропускающий фильтр на круглом волноводе с двумя Т-ребрами // Радиотехника и электроника. 2019. Т. 64. № 1. С. 22-27
5. Rong Y., Zaki K.A. Characteristics of Generalized Rectangular and Circular Ridge Wave-guides // IEEE Trans. MTT 2000. V.48. N 2. pp. 258–265,
6. Gubsky D.S., Zemlyakov V.V., Lonkina D.V. Electrodynamics Analysis of a Circular Waveguide with Thin Metal Ribs // Radiophysics and Quantum Electronics. 2018.61(5). pp. 362-373,
7. Sun W., Balanis C. A. Analysis and Design of Quadruple-Ridged Waveguides // IEEE Trans. MTT. 1994. Vol. 42. N. 12. pp. 271–350.
8. Qiu D., Klymyshyn D. M., Pramanick P. Ridged Waveguide Structures with Improved Fundamental Mode Cutoff Wavelength and Bandwidth Characteristics // International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. 2002. Vol. 12. pp. 190-197.
9. Liu J., Lin G. Analysis of a quadruple corner-cut ridged/vane-loaded circular waveguide using scaled boundary finite element method // Progress In Electromagnetics Research M. 2011. Vol. 17. pp. 113-133.
10. Gubsky D.S., Sinyavsky G.P. The development of circular waveguide structures for micro-wave devices taking into account the electromagnetic field singularity // Physical Bases of Instrumentation. 2012. V. 1. № 1. p. 51-75.

Сопряжение перестройки дискретных индуктивных и емкостных элементов коротковолнового полосового фильтра

¹ Посный О. А., ¹ Долгушев С. В., ² Посная Е. А.

¹ АО «КБ радиосвязи»

Фиолентовское шоссе, 1/2, корпус «А» литер «М» помещение I-3, Севастополь, 299053, Россия
posnyi@rambler.ru

² ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»

ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Россия
sntulena@mail.ru

Аннотация: В данной работе представлен один из вопросов исследований, посвященных узкополосным полосовым фильтрам, построенным на основе совместного использования дискретных катушек переменной индуктивности и дискретных конденсаторов переменной емкости. Рассматриваются вопросы сопряжения перестройки дискретных магазинов при использовании частичного емкостного включения источника и нагрузки в резонансный контур.

1. Введение

В материалах исследований [1, 2] была представлена общая информация по разработке узкополосных полосовых фильтров коротковолнового диапазона с дискретной перестройкой. Основной особенностью предложенного решения является подключение источника сигнала и нагрузки к резонансному контуру через емкостные делители. Такой подход позволил получить передовые характеристики среди современных мировых аналогов [3, 4]. Один из вопросов, которые пришлось решать в процессе разработки, заключался в сопряжении перестройки дискретной катушки переменной индуктивности (ДКПИ) и трех магазинов емкостей (ДКПЕ), включенных по схеме, представленной в [1].

2. Материалы и методы

Весь коротковолновый диапазон условно разбивается на более узкие поддиапазоны, определяемые номиналами индуктивностей магазина ДКПИ, в каждом из которых настройка с более мелким шагом обеспечивается за счет емкостных магазинов. В грубом приближении сетка номиналов магазинов подчинена геометрической прогрессии с удвоением значения. Одновременно включаются не более двух катушек ДКПИ. Минимальный шаг перестройки фильтра составляет порядка 0,1%.

Принятые алгоритмы позволили обеспечить диапазон перестройки полосового фильтра с коэффициентом перекрытия до 40. Следует обратить внимание на то, что при таком подходе нет необходимости в коммутации нескольких отдельных фильтров для перекрытия столь широкого диапазона частот. Этот факт является преимуществом перед полосовыми фильтрами, построенными на связанных контурах, которым характерен на порядок более узкий диапазон перестройки. Способ включения в резонансный контур на основе емкостных делителей требует применения коммутирующих элементов с низким сопротивлением контакта (≤ 50 мОм) для того, чтобы не снижать добротность контура.

3. Заключение

Предложен алгоритм перестройки дискретных магазинов реактивных элементов при построении узкополосного коротковолнового полосового фильтра с целью обеспечения широкого диапазона перестройки с коэффициентом перекрытия до 40. Реализованный подход на практике позволил получить высокие значения избирательности при малых отстройках от центральной частоты фильтра, а также низкие значения собственных шумов.

Список литературы

1. Посный О. А., Долгушев С. В., Посная Е. А. Малошумящий перестраиваемый узкополосный полосно-пропускающий фильтр, построенный на основе совместного использования дискретных конденсаторов переменной емкости и дискретных катушек переменной индуктивности // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2019. Т. 2, № 4. С. 539—546.
2. Posnyi O. A., Dolgushev S. V., Posnaya E. A. The input protective circuit of receiver radio frequency path with fixed restriction level. Ural Radio Engineering Journal. 2019; 3(3): 243–250. DOI: 10.15826/urej.2019.3.3.002.
3. R&S FK4120/FK4140 Digitally Tuned HF Selectors [электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.rohde-schwarz.com/us/product/fk4120-fk4140-productstartpage_63493-9943.html
4. R&S FK2020/FK2040 Digital Pre-/Post-Selectors [электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.rohde-schwarz.com/us/product/fk2020-fk2040-productstartpage_63493-9195.html

Способы построения современных коротковолновых преселекторов: преимущества и недостатки

¹ Посный О. А., ¹ Долгушев С. В., ² Посная Е. А.

¹ АО «КБ радиосвязи»

Фиолентовское шоссе, 1/2, корпус «А» литер «М» помещение I-3, Севастополь, 299053, Россия
posnyi@rambler.ru

² ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»

ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Россия

sntulena@mail.ru

Аннотация: В данной работе проведен сравнительный анализ способов построения и характеристик современных коротковолновых преселекторов, выявлены преимущества и недостатки. Обоснована целесообразность применения узкополосного полосового фильтра с дискретной перестройкой, построенного на основе совместного использования дискретных катушек переменной индуктивности и дискретных конденсаторов переменной емкости, где в качестве коммутирующих элементов используются высокочастотные реле.

1. Введение

Профессиональная аппаратура коротковолновой радиосвязи, как правило, имеет в своем составе преселектор для того, чтобы обеспечивать необходимую первичную избирательность, подавление сигналов мешающих радиопередатчиков, выделение полезного сигнала на фоне шумов.

С точки зрения схемотехнической и конструктивной реализаций существует несколько способов построения современных преселекторов КВ-диапазона. Наиболее перспективными из них являются полосовые фильтры на связанных контурах, сверхузкополосные полосовые фильтры на высокотемпературных сверхпроводниках (ВТСП), полосовые фильтры с частичным емкостным включением в резонансный контур на основе совместного использования дискретных катушек переменной индуктивности (ДКПИ) и дискретных конденсаторов переменной емкости (ДКПЕ). Каждый из этих типов преселекторов имеет свои преимущества и недостатки, что может предопределить области применения.

Анализ характеристик преселекторов трех основных типов позволил выявить наиболее перспективный способ построения узкополосных фильтров для задач радиоприема в коротковолновом диапазоне, перейти к практической реализации и серийному производству изделий.

2. Материалы и методы

Один из мировых лидеров по разработке и производству частотных фильтров разного назначения — «Pole/Zero» (г. Западный Честер, США) — для коротковолнового диапазона предлагает полосовые фильтры с дискретной перестройкой, построенные на основе связанных контуров [1]. Перестройка осуществляется путем коммутации пин-диодов в магазинах ДКПЕ. Достоинствами такого способа построения являются высокая скорость перестройки (несколько десятков мкс), относительно невысокие потери, относительно небольшой температурный дрейф настройки. К недостаткам можно отнести: неспособность выдерживать мощные сигналы без выхода из строя, существенный рост потерь при сужении полосы, и, как следствие, ухудшение шумовых характеристик, коэффициент перекрытия диапазона перестройки не превышает 3...3,5, что требует применения как минимум трех полосовых фильтров для равномерного перекрытия КВ-диапазона.

Полосовые фильтры на ВТСП построены также на связанных контурах, а перестройка осуществляется за счет управления межконтурной связью путем изменения расстояния между катушками индуктивности резонансных контуров [2]. Причем шаг изменения расстояния в ряде случаев должен составлять микроны. Для УКВ-диапазона такого типа фильтры производятся очень незначительным числом компаний в США и Японии. Макетные исследования коротковолновых ВТСП полосовых фильтров проводились на кафедре радиофизики, антенн и микроволновой техники Московского авиационного института. Преимуществами ВТСП полосовых фильтров являются сверхузкая полоса пропускания, малые потери в полосе пропускания и высокая избирательность при малых отстройках. Однако по всем остальным параметрам фильтры данного типа уступают остальным. ВТСП-фильтры требуют азотного термостатирования, специализированных элементов для механической перестройки, им характерна потеря сверхпроводящих свойств ВТСП при сигналах более 1 В на входе полосового фильтра, низкая скорость перестройки (до нескольких десятков секунд), также сложно получить

перекрытие более 400 %. Всё это приводит к высокой стоимости и сложностям при серийной повторяемости изделия.

Третий тип перспективных полосовых фильтров построен на частичном емкостном включении в резонансный контур с использованием совместно перестраиваемых ДКПЕ и ДКПИ [3—5]. В качестве коммутирующих элементов применяются высокочастотные реле с низким сопротивлением контакта, за счет чего минимизируется влияние на добротность контура. Емкостные делители на входе и выходе фильтра перестраиваются сопряженно с дискретными магазинами резонансного контура. Емкостное включение позволяет использовать частотно-избирательные свойства контура практически без снижения его добротности. Благодаря этому можно получить полосу пропускания на одном модуле менее 2%. Преимуществами такого типа полосовых фильтров являются широкий диапазон перестройки с коэффициентом перекрытия до 40, равномерное перекрытие диапазона, возможность наращивания количества модулей для повышения избирательности, хорошая скорость перестройки (не более 10 мс), способность выдерживать воздействие мощных входных сигналов без потери работоспособности (до 100В ЭДС), достаточно низкая стоимость элементной базы, низкий уровень собственных шумов.

3. Результаты

Проведенный сравнительный анализ показал, что наиболее целесообразным является использование каждого из типов коротковолновых преселекторов в своей определенной области применения. Преселекторы с пин-диодными коммутирующими элементами можно применять в коротковолновых приемниках, но больший эффект они могли бы дать в аппаратуре частотного сканирования КВ-диапазона, когда требуется быстрая перестройка центральной частоты полосового фильтра.

ВТСП-селекторы с механической перестройкой действительно в определенной степени уникальны по своим частотным свойствам, но из-за ряда недостатков область их применения ограничена.

Преселекторы с емкостным включением в контур, основанные на совместном использовании ДКПИ и ДКПЕ, востребованы в профессиональной приемной аппаратуре коротковолнового диапазона. По данному принципу были разработаны устройства, превосходящие по характеристикам мировые аналоги, а также реализован их серийный выпуск корпорацией «ТИРА» (г.Санкт-Петербург).

4. Заключение

В результате сравнительного анализа различных способов построения узкополосных полосовых фильтров, используемых в качестве преселекторов профессиональных коротковолновых приемников, обоснованы преимущества применения полосовых фильтров, построенных на основе частичного емкостного включения в резонансный контур, с совместным использованием ДКПИ и ДКПЕ.

Отметим, что модульное построение селекторов такого типа позволяет получить полосу пропускания 0,6...0,8 % при коэффициенте шума $NF \approx 9,5 \dots 10$ дБ. При этом обеспечивается ослабление сигналов помех при отстройке $\pm 10\%$ и более от центральной частоты фильтра более 80 дБ.

Селекторами данного типа комплектуются профессиональные коротковолновые приемники, серийно выпускаемые корпорацией «ТИРА» [6, 7]. Они отличаются невысокой себестоимостью благодаря применению недорогой элементной базы, а также простотой настройки.

Список литературы

1. Internally switched 3-band tunable filter «HF-ERF» [электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.dovermpg.com/polezero/english/globalnavigation/products/tunable-filters/bandpass-filters/hf-erf-series>
2. Прокопьев Т.В. Сверхузкополосный фильтр коротковолнового диапазона с высокоточной системой настройки: автореферат диссертации [электронный ресурс]. Режим доступа: <http://tekhnosfera.com/sverhuzkopolosnyy-filtr-korotkovolnovogo-diapazona-s-vysokotochnoy-sistemoy-nastroyki>
3. R&S FK4120/FK4140 Digitally Tuned HF Selectors [электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.rohde-schwarz.com/us/product/fk4120-fk4140-productstartpage_63493-9943.html
4. R&S FK2020/FK2040 Digital Pre-/Post-Selectors [электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.rohde-schwarz.com/us/product/fk2020-fk2040-productstartpage_63493-9195.html
5. FK2020/FK2040 Digital Pre-/Post-Selectors Datasheet [электронный ресурс]. Режим доступа: https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_brochures_and_datasheets/pdf_1/FK2020_FK2040_en.pdf
6. Посный О. А., Долгушев С. В., Посная Е. А. Малошумящий перестраиваемый узкополосный полосно-пропускающий фильтр, построенный на основе совместного использования дискретных конденсаторов переменной емкости и дискретных катушек переменной индуктивности // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2019. Т. 2, № 4. С. 539—546.
7. Posnyi O. A., Dolgushev S. V., Posnaya E. A. The input protective circuit of receiver radio frequency path with fixed restriction level. Ural Radio Engineering Journal. 2019; 3(3): 243–250. DOI: 10.15826/urej.2019.3.3.002.

Электродинамический анализ узкополосного волноводного полосно-пропускающего фильтра на прямоугольных Н-плоскостных волноводных резонаторах

¹ Крутиев С.В., Клещенко А.Б., Земляков В.В.

¹ Южный федеральный университет
г. Ростов-на-Дону, ул. Б. Садовая 105, Российская Федерация
sergey-kryt@yandex.ru

Аннотация: Проведен электродинамический анализ новой конфигурации поперечного полосно-пропускающего фильтра (ППФ) на прямоугольных Н-плоскостных волноводных резонаторах. В отличие от традиционных каскадных ППФ, где объемные резонаторы расположены один за другим, в данном случае они располагаются один над одним, что позволяет уменьшить продольный размер фильтра. Используя такую конфигурацию, любой фильтр N-го порядка можно разложить на N отдельных элементарных волноводов. Каждый такой волновод может быть рассмотрен независимо, что обеспечено единственно возможным расположением резонаторов в поперечных фильтрах. Это существенно упрощает реализацию полосовых фильтров, особенно фильтров с повторяющимися нулями функции передачи. Для проверки надежности такой реализации ППФ была проанализирована компьютерная модель, а также проведены соответствующие измерения.

1. Введение

Волноводные полосно-пропускающие фильтры широко используются в современной технике сантиметровых и миллиметровых волн. Они по-прежнему сохраняют лидирующие позиции в устройствах, требующих отсутствия излучения, высокой добротности и малых потерь. Как правило, фильтры волноводного исполнения формируются либо с помощью объемных резонаторов, ограниченных тонкими штырями или плоско-поперечными неоднородностями, такими как тонкие диафрагмы, сдвиги и стыки волноводов различного поперечного сечения, либо с помощью резонансных штырей или резонансных диафрагм. Последние, в свою очередь, являются наиболее предпочтительным элементом при построении компактных фильтров, поскольку продольный размер такого устройства будет определяться только длиной участков четвертьволновых связей между резонансными диафрагмами. Однако, классические прямоугольные резонансные диафрагмы обладают достаточно малыми добротностями, составляющими лишь несколько единиц, поэтому проектирование фильтров с полосой пропускания менее 15 % оказывается затруднительно. Повышение добротности резонансных диафрагм возможно при использовании более сложного поперечного сечения резонансного окна. Так, известны работы, в которых использованы окна U-образной и C-образной формы, позволившие довести полосу пропускания реализуемых фильтров до 10 % и менее. При этом уровень затухания в полосе заграждения фильтров на таких диафрагмах обычно не превышает 45 дБ.

Еще одним возможным вариантом являются полосно-пропускающие фильтры (ППФ) на прямоугольных Н – плоскостных объемных резонаторах. Они имеют ряд достоинств: большая емкость, низкие вносимые потери (IL) и дешевая технология изготовления - поэтому широко применяются в различных системах фильтрации. [1-7]

2. Теория

Представлена новая конфигурация (рис. 1) для создания волноводного ППФ на прямоугольных Н – плоскостных волноводных резонаторах. В такой модели используется расположение объемных резонаторов волновода один над другим вместо каскадного метода как в большинстве традиционных волноводов. [8-15] Резонаторы с четным и нечетным количеством мод реализованы на TE_{101} и TE_{102} волнах объемных резонаторов прямоугольного волновода соответственно. Благодаря уникальному расположению резонаторов в поперечных фильтрах, каждый объемный резонатор на рис. 1б может быть отдельно представлен как фильтр 1го порядка. Следовательно, фильтр N-го порядка может быть рассмотрен как N фильтров 1го порядка, каждый из которых может быть использован самостоятельно. Соответственно, процесс реализации волноводного ППФ, включая создание и расчет параметров фильтров, существенно упрощается, особенно для ППФ с повторяющимися нулями функции передачи.

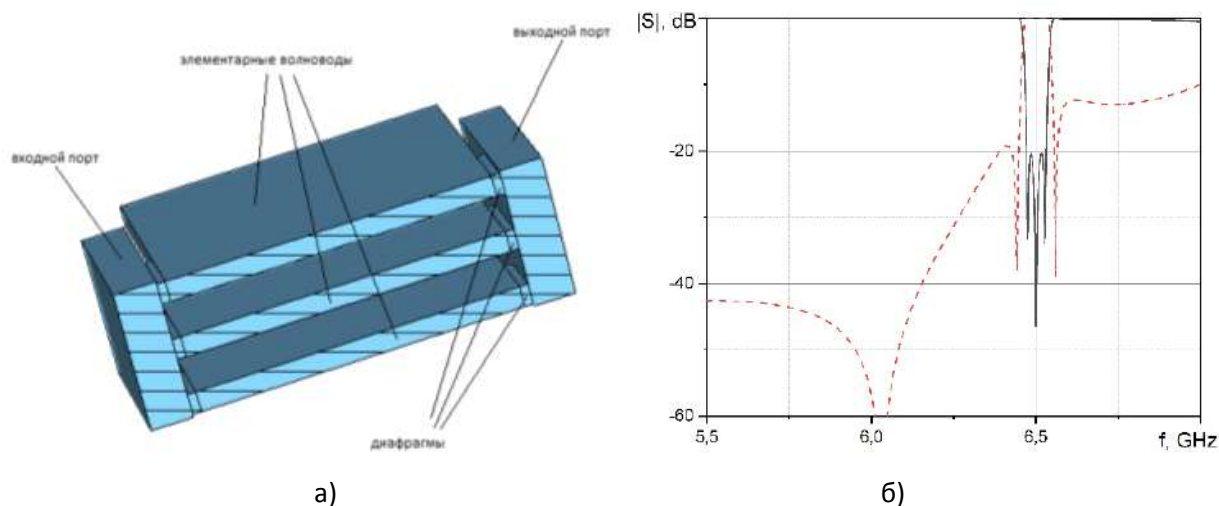


Рис. 1 а) Новая конфигурация волноводного полосно-пропускающего фильтра
б) Амплитудно-частотная характеристика полосно-пропускающего фильтра

3. Заключение

Показана возможность синтеза волноводного полосно-пропускающего узкополосного фильтра с нулями пропускания на прямоугольной полости волновода, расположенной один над другим. Синтезированный фильтр дает возможность для дальнейшего развития этого исследования не только на простых прямоугольных сечениях, но и на сечениях более сложной формы.

Список литературы

- [1] R. M. Kurzrok, "General three-resonators filters in waveguide," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. MTT-14, no. 1, pp. 46–47, Jan. 1966.
- [2] S. Bastioli, C. Tomassoni, and R. Sorrentino, "A new class of waveguide dual-mode filters using TM and nonresonating modes," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 58, no. 12, pp. 3909–3917, Dec. 2010.
- [3] S. Amari and U. Rosenberg, "New building blocks for modular design of elliptic and self-equalized filters," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 52, no. 2, pp. 721–736, Feb. 2004.
- [4] J. R. Montejo-Garai, J. A. Ruiz-Cruz, J. M. Rebolgar, M. J. Padilla-Cru, A. Onoro-Navarro, and I. Hidalgo-Carpintero, "Synthesis and design of in-line N-order filters with N real transmission zeros by means of extracted poles implemented in low-cost rectangular H-plane waveguide," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 53, no. 5, pp. 1636–1642, May 2005.
- [5] T. M. Shen, C. F. Chen, T. Y. Huang, and R. B. Wu, "Design of vertically stacked waveguide filters in LTCC," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 55, no. 8, pp. 1771–1779, Aug. 2007.
- [6] H.-Y. Chien, T.-M. Shen, T.-Y. Huang, W.-H. Wang, and R.-B. Wu, "Miniaturized bandpass filters with double-folded substrate integrated waveguide resonators in LTCC," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 57, no. 7, pp. 1774–1782, Jul. 2009.
- [7] C.-H. Chen, C.-H. Huang, T.-S. Horng, and S.-M. Wu, "Highly miniaturized multiband bandpass filter design based on a stacked spiral resonator structure," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 60, no. 5, pp. 1278–1286, May 2012.
- [8] S.V. Krutiev, D.V. Lonkina, A.V. Donchenko, A.B. Kleschenkov "Electrodynamic analysis and synthesis of the waveguide band-pass filter on resonant diaphragms with C-shaped aperture", Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves, RSEMW. Divnomorskoe, Krasnodar Region, 2017 – P. 434-436.
- [9] V.V. Zemlyakov, G.F. Zargano, S.V. Krutiev "Waveguide bandpass filter on complex resonance diaphragms", Journal of Communications Technology and Electronics, 2015, V. 60, N.12, pp. 1305–1310.
- [10] S. Krutiev, V. Zemlyakov, M. Tyaglov. "Complex geometry apertures for resonant diaphragms in rectangular waveguides", Journal of Electromagnetic Waves and Applications. - 2018 - V.32, № 18 - P. 2470-2480.
- [11] S. Krutiev, V. Zemlyakov, M. Tyaglov, V. Shevchenko. "A design of waveguide elliptic filter based on resonant diaphragms with a complex aperture", International Journal of Circuit Theory and Applications. - 2019 - V. 47, № 1 - P. 55-64.
- [12] S.V. Krutiev, V.V. Zemlyakov, A.B. Kleschenkov, "Synthesis of Elliptic Filter on Complex Resonant Diaphragms in Rectangular Waveguide", International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering, APEDE. Saratov, 2018 - P. 274-280/
- [13] S.V. Krutiev, V.V. Zemlyakov, D.V. Lonkina, "The novel waveguide filters on complex multilayered metal-dielectric structures", Progress in Electromagnetics Research Symposium, PIERS. St. Petersburg, 2017 - P. 2077-2080.
- [14] S.V. Krutiev, V.V. Zemlyakov, A.B. Kleschenkov, "The compact waveguide filters with complex aperture resonant diaphragms", Progress In Electromagnetics Research Symposium, PIERS. - Shanghai, 2016 - C. 3224-3228.
- [15] Zai-Cheng Guo, Lei Zhu, Sai-Wai Wong "Synthesis of Transversal Bandpass Filters on Stacked Rectangular H-Plane Waveguide Cavities" IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, vol. 67, no. 9, September 2019, pp. 3651-3660

Микрополосковый сверхширокополосный фильтр на многомодовом резонаторе¹

¹ Ходенков С. А.

¹ Сибирский государственный университет науки и технологий имени академика М. Ф. Решетнева
г. Красноярск, 660037, проспект им. газеты Красноярский рабочий, 31, Российская Федерация
hsa-sibsau@mail.ru

Аннотация: Предложена новая конструкция микрополоскового сверхширокополосного фильтра на многомодовом резонаторе. Расположенные на подложке с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 9.8$, чередующиеся широкие и узкие отрезки полоскового проводника такого резонатора свернуты в форме «нерегулярного» меандра. Широкие отрезки проводника дополнительно состыкованы с узкими протяженными отрезками, заземленными с противоположного конца на основание. Фильтр четвертого порядка с относительной шириной полосы пропускания $\Delta f/f_0 \approx 60\%$ имеет расширенную высокочастотную полосу заграждения.

1. Введение

Перспективное экономическое и стратегическое освоение космического и воздушного пространства невозможно без постоянного совершенствования устройств частотной селекции. При этом общеизвестно, что полосно-пропускающие фильтры СВЧ диапазона [1-3], традиционно используются в узлах радиоаппаратуры. Однако на сегодняшний день, требует не только постоянное улучшение электрических характеристик фильтров и уменьшение их габаритов, но и значительное расширение рабочей полосы пропускания, что позволяет существенно расширить каналы передачи информации. По совокупности таких параметров как миниатюрность, надежность, технологичность и себестоимость, в настоящее время, одними из наиболее оптимальных являются фильтры на основе микрополосковых резонаторов [4], а также резонаторов на подвешенной подложке.

2. Моделирование сверхширокополосного фильтра

Конструкция микрополоскового сверхширокополосного фильтра приведена на рис. 1. При проведении теоретических исследований данного частотно-селективного устройства была использована распространенная в СВЧ технике подложка с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 9.8$, толщиной $h = 1$ мм (материал – поликор). Расчеты амплитудно-частотной характеристики полосно-пропускающего фильтра были произведены с использованием численного электродинамического анализа его 3D модели.

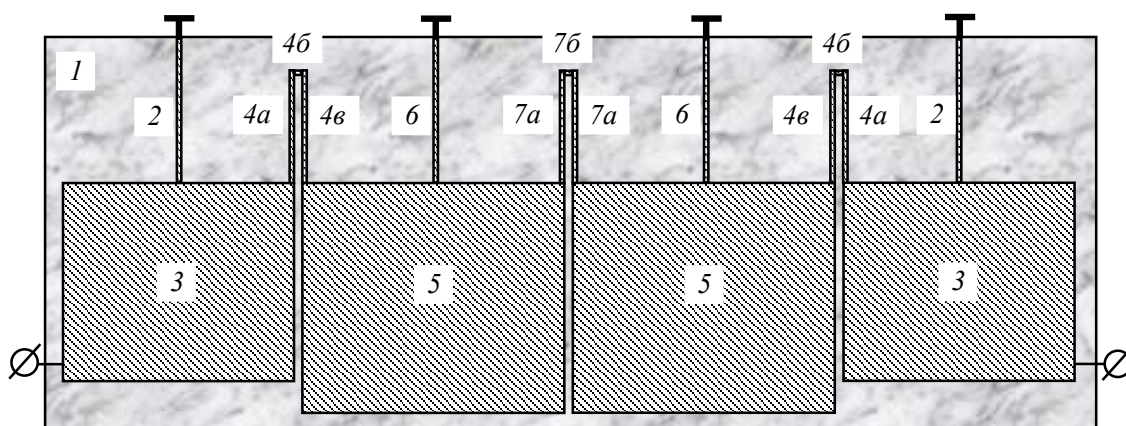


Рис. 1. Топология полосковых проводников сверхширокополосного микрополоскового фильтра

Как видно из представленного выше рисунка полосковый проводник многомодового резонатора имеет форму «нерегулярного» меандра. На диэлектрической подложке (1) расположены широкие отрезки полоскового проводника (3) и (5), соединенные между собой свернутыми узкими отрезками (4) или (7). Кроме того, каждый широкий отрезок (3) и (5) дополнительно состыкован с узким протяженным отрезком (2) или (6), который свободным концом заземлен на основание. 50-Ω входной и выходной порт фильтра расположен на краю широких отрезков (3).

¹ Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, проект FEFE-2020-0013.

Амплитудно-частотные характеристики конструкции приведены на рис. 2. Центральная частота полосы пропускания фильтра была зафиксирована $f_0 \approx 1$ ГГц, а ее относительная ширина, измеренная по уровню -3 дБ от минимальных потерь ($L_{\min} \approx 0.8$ дБ) на ее частотах, составила $\Delta f/f_0 \approx 60\%$. Видно, что у фильтра четвертого порядка наблюдается расширенная высокочастотная полоса заграждения, простирающаяся по уровню -40 дБ до частоты 4 ГГц.

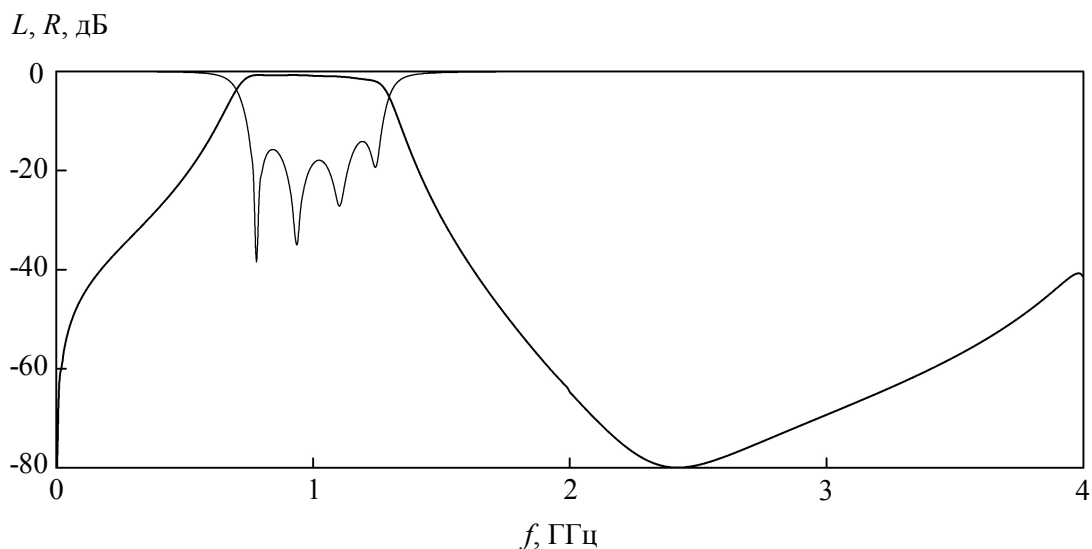


Рис. 2. Амплитудно-частотная характеристика сверхширокополосного микрополоскового фильтра

Приведем длину и ширину отрезков полоскового проводника в мм: (2) – 5.80×0.15 , (3) – 9.50×8.00 , (4a) – 4.60×0.10 , (4б) – 0.20×0.10 , (4в) – 4.60×0.10 , (5) – 10.85×9.30 , (6) – 5.80×0.15 , (7a) – 4.80×0.10 , (7б) – 0.20×0.10 .

3. Заключение

Таким образом, разработан новый полосно-пропускающий фильтр с широкой полосой пропускания и расширенной высокочастотной полосой заграждения. В СВЧ конструкции используется всего один многомодовый резонатор с полосковым проводником в форме «нерегулярного» меандра, четыре нижайшие моды которого формируют полосу пропускания фильтра.

Список литературы

1. Hong J.-S., Lancaster M. J. Design of highly selective microstrip bandpass filters with a single pair of attenuation poles at finite frequencies // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2000. Vol. 48, №7. P. 1098-1107.
2. Belyaev B.A., Serzhantov A.M., Tyurnev V.V., Bal'va Y.F., Leksikov A.A., Galeev R.G. Implementation of cross couplings in microwave bandpass filters // Microwave and optical technology letters. 2014. Vol. 56, №9. P. 2021-2025.
3. Hejazi Z.M. EM full-wave analysis and testing of novel quasi-elliptic microstrip filters for ultra narrowband filter design // Progress In Electromagnetics Research. 2008. № 85. P. 261- 288.
4. Aristarkhov G. M., Zvezdinov N. V. High-selectivity single- and dual-resonator microstrip filters // Journal of Communications Technology and Electronics. 2017. Vol. 62, №8. P 916-920.
5. Belyaev B. A., Leksikov A. A., Serzhantov A. M., Tyurnev V. V. Highly selective suspended stripline dual mode filters // Progress in Electromagnetics Research Letters. 2011. №25. P. 57-66.

Частотный преселектор с цифровым управлением в непрерывном диапазоне 0,8 – 26,5 ГГц на основе фильтров на МСВ с быстрой перестройкой

¹Перовошиков В.И., ²Попина С.М., ²Куденко А.С., ²Чечетин А. В.

¹ ЗАО «Конструкторское бюро «ФАРВАТЕР»
ул. Красноводская, 8/7, Ростов-на-Дону, 344010, Россия
info@kbfar.ru

² АО «НПП «ФАЗА»
ул. Белорусская, 9/7Г, Ростов-на-Дону, 344065, Россия
faza_f@mail.ru

Аннотация: Представлены результаты разработки блока преселектора с цифровым управлением на основе перестраиваемых полосно-пропускающих фильтров (ППФ) на магнитоэлектрических спинового волнах (МСВ) в диапазоне частот 0,8–26,5 ГГц. Исследованы параметры ППФ в интервале температур от минус 50 °С до 60 °С (минимальные потери, полоса пропускания, внеполосное заграждение, температурный коэффициент центральной частоты, фазовые шумы и др.). Проведены работы по оптимизации структурной и функциональной схемы блока.

1. Введение

В настоящее время за счет роста интенсивности использования радиочастотного спектра растет сложность обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) радиосредств. Одним из эффективных путей реализации ЭМС радиоприемников является использование преселекторов на основе высокочастотных фильтров, позволяющих значительно снизить влияние внеполосных излучений на их характеристики. При этом ключевыми требованиями к таким преселекторам является высокая частотная избирательность, минимальные частотные и фазовые искажения, компактность, а для широкополосных приемников еще и высокое быстродействие при перестройке между различными диапазонами.

Данная работа является логическим продолжением работ по разработке полосно-пропускающих фильтров на МСВ с быстрой перестройкой [1 - 2] и направлена на создание на основе линейки фильтров единого блока преселектора на диапазон частот 0,8...26,5 ГГц.

2. Базовые составные части

АО «НПП «ФАЗА» разработало и выпускает перестраиваемые ППФ на МСВ, работающие в диапазоне частот 0,8...30 ГГц (литерное исполнение) [3 - 5]. Заграждение вне полосы пропускания составляет не менее 60 дБ, минимальные потери в полосе пропускания – 3,0...6,0 дБ. В зависимости от диапазона частот, полоса пропускания может составлять от 10 МГц до 400 МГц.

Перестройка фильтров осуществляется изменением напряжённости магнитного поля, создаваемого электромагнитной системой, под воздействием которого и происходит распространение МСВ в несимметричных компланарных линиях. Для уменьшения влияния внешних паразитных полей, а также для концентрации магнитного потока внутри катушек управления (КУ) электромагнитная система ППФ изготовлена в виде замкнутого магнитопровода из прецизионных магнитомягких сплавов с большой магнитной проницаемостью и большой индукцией насыщения. Перестройка фильтра в рабочем диапазоне осуществляется путем подачи на КУ импульсов тока, с амплитудой соответствующей заданному диапазону перестройки центральной частоты ППФ. Приоритетным параметром при использовании ППФ такого типа является время перестройки (τ).

Оптимизация τ является многовекторной задачей, при решении которой необходимо учитывать рабочий диапазон, величину управляющего тока, индуктивность КУ и др.

При создании системы управления перестройкой фильтров на МСВ, работающих в диапазоне 0,8-26,5 ГГц (литерное исполнение), необходимо учитывать характеристики различных фильтров, которые меняются от образца к образцу и от литеры к литере:

- нелинейность и гистерезис перестройки;
- двухполярное питание;
- индуктивность КУ;
- рабочий диапазон температур.

ЗАО «КБ «ФАРВАТЕР» совместно с АО «НПП «ФАЗА» был разработан и изготовлен макет универсального субмодуля управления, структурная схема которого представлена на Рис. 1.

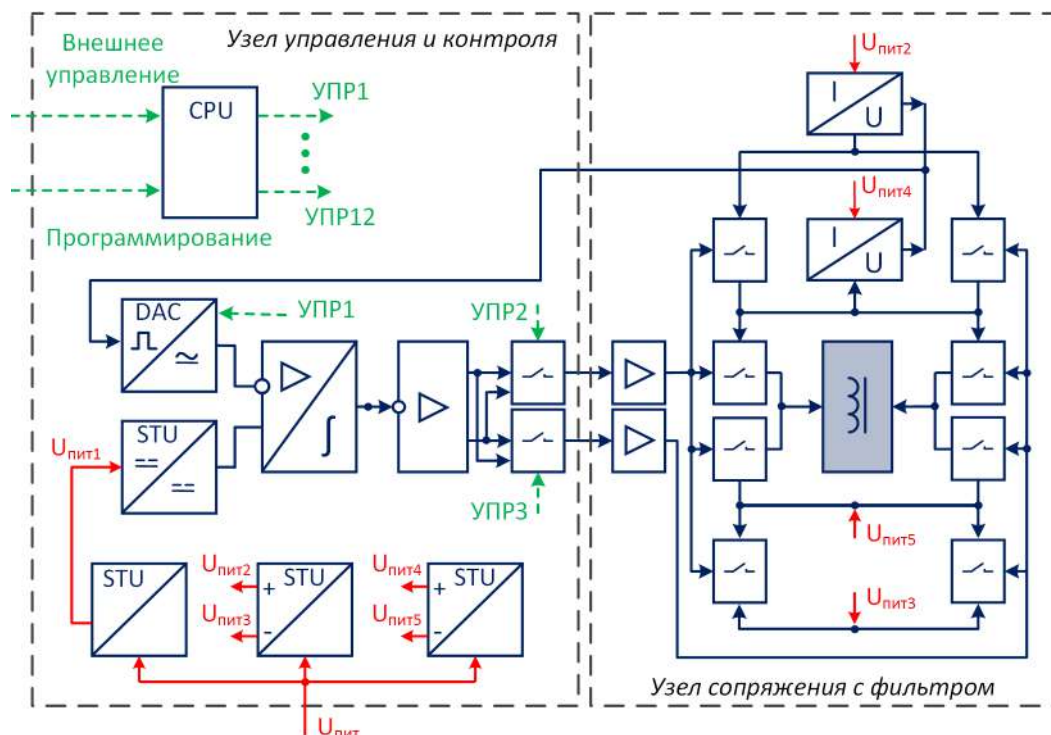


Рис. 1. Схема субмодуля управления ППФ на МСВ

Для реализации управления разработана сложная схема формирования токов управления произвольной формы на основе вторичных источников, обеспечивающих формирование напряжений пяти номиналов для реализации различных алгоритмов управления, в том числе обеспечивающих максимально быстрое перемагничивание магнитных систем фильтров большими токами и максимально прецизионную настройку полосы пропускания фильтра на заданную частоту.

Для формирования адаптивных алгоритмов управления ППФ на МСВ результаты измерений реальных характеристик управления каждого фильтра в рабочем диапазоне подвергаются интерполяции, результаты которой записываются в память центрального процессора субмодуля управления по интерфейсу USB 2.0 при первичной инициализации (программировании) устройства. Внешнее пользовательское управление также возможно по USB, однако для обеспечения максимально быстрого управления предпочтительным является использование синхронного интерфейса SPI. После приема команды на перестройку частоты фильтра на основе встроенного в субмодуль термодатчика определяется текущая рабочая температура устройства и из памяти считываются соответствующие рабочей температуре данные и производится формирование и подача на фильтр сигнала токового управления, состоящего из последовательности импульсов программируемой амплитуды и длительности.

Предложенная схема субмодуля позволяет реализовывать скорость перестройки ППФ на МСВ производства АО «НПП «ФАЗА» порядка 150 мкс при управляющих напряжениях до 60 В. При увеличении величины напряжения прогнозируется реализация $\tau \approx 50$ мкс.

3. Частотный преселектор

ЗАО «КБ «ФАРВАТЕР» была разработана базовая структура блока частотного преселектора (Рис. 2), предусматривающая использование до трех переключаемых ППФ на МСВ с перестройкой в диапазонах частот 0,8 – 4,0 ГГц, 3,5 – 14,0 ГГц и 13,5 – 26,5 ГГц. Для обеспечения возможности подключения преселектора непосредственно к широкополосным антеннам на входе преселектора устанавливаются полнодиапазонный ограничитель (защита входа от мощных помеховых сигналов), а также полнодиапазонный маломощный усилитель (обеспечение низкого коэффициента шума приемного тракта). В переключаемых каналах преселектора кроме непосредственно ППФ на МСВ используются еще и управляемые корректоры АЧХ (для линейаризации коэффициента передачи при перестройке). На выходе частотного преселектора может устанавливаться широкополосный

усилитель (в распределительных системах, может быть необходим высокий уровень мощности, более 20 мВт), а также перестраиваемый фильтр нижних частот (подавление гармонических составляющих порождаемых усилителем, а также паразитных каналов пропускания ППФ на МСВ).

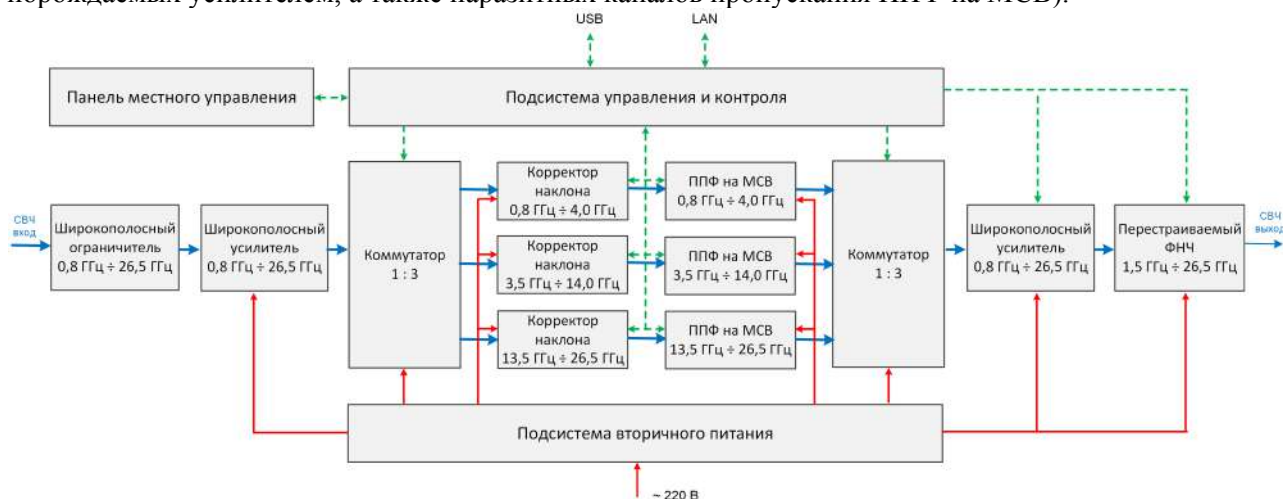


Рис. 2. Структура блока частотного преселектора

4. Заключение

В ходе проведения работ по разработке блока частотного преселектора на МСВ:

- исследованы параметры линейки ППФ (минимальные потери, полоса пропускания, внеполосное загораживание, температурный коэффициент центральной частоты, фазовые шумы и др.) для поверхностных и квази-объемных МСВ;
- разработан универсальный submodule управления ППФ на МСВ, обеспечивающая программную линейную перестройку ППФ в интервале температур от минус 50 °С до 60 °С;
- показана возможность создания частотного преселектора диапазона частот 0,8 – 26,5 ГГц на основе ППФ на МСВ.

Список литературы

1. Ермаков А. М., Попина С. М., Куденко А. С., Симанчук Б. П., Чететин А. В. Разработка быстро перестраиваемых полосно-пропускающих фильтров (ППФ) дециметрового и сантиметрового диапазонов частот на магнитостатических спиновых волнах (МСВ) с высокоскоростной цифровой системой управления // 28-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2018 (Севастополь, 9—15 сент. 2018 г.). 2018. С. 706—711.
2. Попина С. М., Куденко А. С., Симанчук Б. П., Чететин А. В., Москалев В. Н. Разработка перестраиваемых полосно-пропускающих фильтров на магнитостатических спиновых волнах в К-диапазоне частот 29-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2019 (Севастополь, 8—14 сент. 2019 г.). 2019. С. 87—88.
3. Попина С. М., Чететин А. В. Разработка высокодинамичных полосно-пропускающих фильтров (ППФ) на магнитостатических спиновых волнах (МСВ) с высоким уровнем внеполосного загораживания // 21-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2011 (Севастополь, 12—16 сент. 2011 г.). 2011. С. 643—644.
4. Попина С. М., Куденко А. С., Симанчук Б. П., Чететин А. В. Разработка полосно-пропускающих фильтров (ППФ) на магнитостатических спиновых волнах (МСВ) в дециметровом и сантиметровом диапазонах с октавной перестройкой частоты // 26-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2016 (Севастополь, 4—10 сент. 2016 г.). 2016. С. 1337—1342.

Экспериментальное определение эквивалентных погонных параметров сложных полосковых структур¹

¹Малютин Г. А., ¹Поздняков В. С., ²Малютина А. Н.

¹Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
634050, Российская Федерация, Томск, пр. Ленина, 40

ndm@main.tusur.ru

²Национальный исследовательский Томский университет

Аннотация: Рассмотрено экспериментальное определение эквивалентных погонных параметров полосковых линий передачи со сложной топологией токонесущего проводника, например, в виде меандра или полоски с меняющимся профилем. Эти исследования выявляют физические особенности волновых процессов в полосковых структурах, проявляющиеся на пограничных частотах перехода от квази-Т волны к волнам другого типа. Получаемая информация также полезна при использовании сложных полосковых структур в качестве элементов метасреды с заданными волновыми свойствами.

1. Введение

В практике применения полосковых линий часто используют самые разнообразные типы топологий токонесущих проводников и планарных экранов. Пример такой линии в виде меандрового проводника, помещенного внутри штыревой структуры, показан на рис. 1 [1].

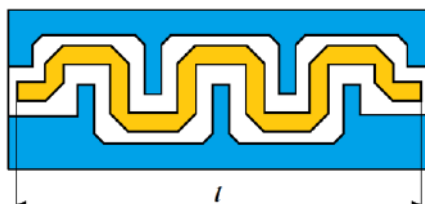


Рис. 1. Меандровая линия внутри штыревой структуры

Анализ сложных полосковых структур (СПС) с помощью хорошо известных САПР при изучении частотных и волновых характеристик достаточно трудоемок. Поэтому при проектировании устройств на основе полосковых линий почти всегда пользуются моделями на основе квази-Т приближений, так как такой подход дает хорошее приближение на низких частотах до частот возникновения волн высших порядков. При этом решающим является получение экспериментальных данных в виде матрицы рассеяния.

2. Математическая модель

В данной работе решается обратная задача нахождения эквивалентных погонных параметров из экспериментальной частотной зависимости матрицы s отрезков полосковых линий с использованием этих параметров в наиболее простой математической модели в виде распределенной линии передачи с квази-Т волной. Такой подход к определению погонных параметров был разработан в [2].

Исходными данными для решения поставленной задачи служат длина отрезка СПС l , определяемая так, как это показано на рис. 1, нагрузки на входе и выходе устройства $Z_{н1} = Z_{н2}$, экспериментально измеренная матрица s в частотном диапазоне.

Алгоритм определения частотной зависимости эквивалентных погонных параметров СПС состоит в следующей последовательности.

- 1) Вычисление классической нормированной матрицы передачи A по известным формулам связи A и экспериментально полученной матрицы рассеяния s [3].
- 2) Переход к ненормированной матрице передачи $\hat{a}$.
- 3) Используя форму записи матрицы передачи a отрезка линии передачи с Т-волной, из которой, считая, что $a = \hat{a}$, получаем формулы для вычисления эквивалентного коэффициента распространения γ и характеристического сопротивления

$$Z_0 : \gamma = \operatorname{arccosh}(\hat{a}_{11}) \cdot \frac{1}{l}, \quad Z_0 = \hat{a}_{12} \cdot \frac{1}{\sinh(\gamma \cdot l)}. \quad (1)$$

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 06-07-96916 р_офи.

4) Из эквивалентной схемы отрезка линии передач с Т-волной определим комплексные сопротивление ZL и проводимость YC :

$$ZL = j\omega L_0 + R_0, YC = j\omega C_0 + G_0, \quad (2)$$

где L_0 , R_0 , C_0 и G_0 – искомые эквивалентные погонные параметры.

5) Составим систему уравнений (3) для определения YC и ZL :

$$\begin{cases} \gamma = \sqrt{ZL \cdot YC} \\ Z_0 = \sqrt{\frac{ZL}{YC}} \end{cases} \quad (3)$$

6) Из системы (3) определяем комплексную проводимость YC и комплексное сопротивление ZL

$$YC = \frac{\gamma}{Z_0}, ZL = \gamma \cdot Z_0. \quad (4)$$

7) Используя найденные YC и ZL , определяем эквивалентные погонные емкость, проводимость, индуктивность и сопротивление СПС:

$$C_0 = \text{Im}(YC), G_0 = \text{Re}(YC), L_0 = \text{Im}(ZL), R_0 = \text{Re}(ZL). \quad (5)$$

3. Экспериментальные результаты

В качестве тестируемого образца был взят отрезок копланарной полосковой линии (КПЛ) [4]. Была экспериментально определена его матрица s , затем рассчитаны по приведенному алгоритму эквивалентные погонные параметры. На рис. 2 и рис. 3 показаны результаты расчета эквивалентных погонной емкости C_0 и погонной индуктивности L_0 в широком диапазоне частот в сравнении с данными расчета C_0 и L_0 методом конформных отображений [2, 4].

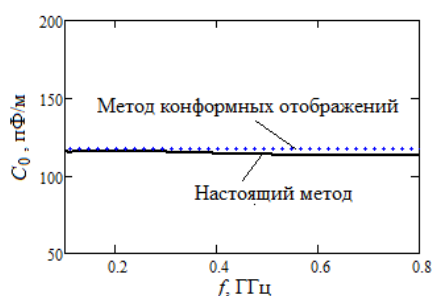


Рис. 2. Частотная зависимость погонной емкости КПЛ

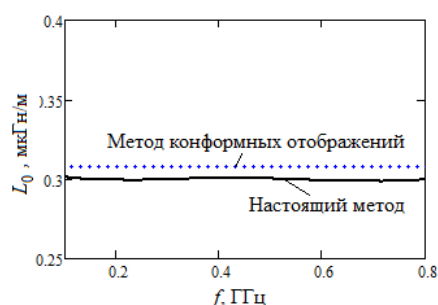


Рис. 3. Частотная зависимость погонной индуктивности

Отклонение C_0 и L_0 от значений, рассчитанных методом конформных отображений, составляет в среднем для емкости 2,9%, а для индуктивности 2,5 %.

4. Заключение

Таким образом, показана возможность определения эквивалентных погонных параметров полосковых линий передачи по известным параметрам рассеяния. Приведенные результаты будут полезны при исследовании распределенных элементов и устройств на основе сложных полосковых структур и других типов линий передачи.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации, проект № FEWM-2020-0039 от 01.03.2020. Измерения проведены на оборудовании ЦКП «Импульс», проект № 075-15-2019-1644 от 08.11.2019 г. ID RFMEFI62119X0029.

Список литературы

1. Малютин Н.Д. Широкополосные дискретные недисперсионные фазовращатели на основе эффекта кратного изменения фазовой скорости в многосвязных полосковых структурах с существенно неуравновешенной электромагнитной связью при сохранении согласования в широкой полосе частот / Н.Д. Малютин, А.Г. Лощилов, В.Н. Федоров, Д.Д. Зыков // Доклады ТУСУР, 2014. №4. С. 22-30.
2. Сычев А.Н. Управляемые СВЧ устройства на многомодовых полосковых структурах / А.Н. Сычев. – Томск: Том. гос. ун-т, 2001. – 318 с.
3. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ. Москва, Изд. «Связь». 1971. 388 с.
4. Malyutin G.A. Quasi-static Analysis of a Coplanar Strip Line with Shielding Planes Used as a Distributed Sensor. SIBIRCON 2019 - International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences, 2019, № 8957860, Pages 125-129.

Разработка конформных электромагнитных экранов на полимерной основе

Гареев К. Г., Багрец В. С., Голубков В. А., Иваница М. Г., Лучинин В. В.,
Михайлова О. Н., Тестов Д. О., Тестов И. О., Хмельницкий И. К.

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»
г. Санкт-Петербург, 197376, ул. Профессора Попова, 5, Российская Федерация
kkgareev@yandex.ru

Аннотация: Получены электромагнитные экраны на основе гидрогеля и на основе желатина. Измерены частотные зависимости коэффициентов экранирования и поглощения электромагнитного излучения в диапазонах частот 0,05–2 ГГц и 2–18 ГГц. Показана возможность применения полученных электромагнитных экранов для защиты устройств радиоэлектронной аппаратуры от воздействия электромагнитного излучения.

1. Введение

Защита радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) от воздействия электромагнитного излучения (ЭМИ) радиочастотного диапазона осуществляется путем применения корпусов, которые обычно изготавливают из металлов и сплавов высокой проводимости. Это обуславливает повышенные массогабаритные показатели устройств РЭА в защищенном исполнении. Альтернативным подходом к защите устройств РЭА от воздействия ЭМИ является применение конформных электромагнитных экранов (ЭЭ) на полимерной основе. Целью настоящей работы являлась разработка ЭЭ на основе кремнийорганического гидрогеля и на основе желатина с различными наполнителями.

2. Методы и результаты

ЭЭ на основе кремнийорганического гидрогеля получали методом, описанным в патенте [1]. В качестве связующего использовали полигидрат полиметилсилоксана, а в качестве наполнителей, поглощающих ЭМИ – частицы магнитомягких и магнитотвердых ферритов и аморфного магнитомягкого сплава. Двухслойная герметичная оболочка была изготовлена из полиэтилена низкой плотности. Внешний вид полученного образца ЭЭ размерами 170×170×6 мм приведен на рис. 1, а. Получение ЭЭ на основе желатина с частицами проводящих полимеров полианилина и поли-3,4-этилендиокситиофена, допированного полистиролсульфонатом (ПЭДОТ:ПСС) осуществляли из водного раствора анилина и соляной кислоты в соответствии с [2]. Вид полученного образца ЭЭ размерами 42×42 мм и толщиной 0,2–0,4 мм приведен на рис. 1, б.

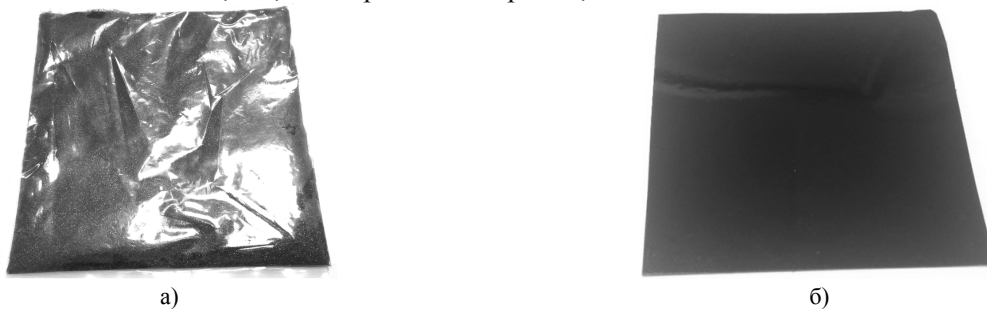


Рис 1. Внешний вид электромагнитных экранов: а) на основе гидрогеля; б) на основе желатина

Измерение коэффициентов экранирования (КЭ) и поглощения (КП) ЭМИ осуществляли при помощи векторного анализатора цепей ZVB-20 (Rohde&Schwarz, Германия), стенда на основе измерительных рупоров П6-124 («СКАРД-Электроникс», Россия) и копланарной линии передачи, разработанной в СПбГЭТУ «ЛЭТИ» [2]. ЭЭ на основе гидрогеля и частиц аморфного сплава «АМАГ 172» обеспечивает КЭ не менее 10 дБ в диапазоне частот 2–18 ГГц. ЭЭ на основе желатина с частицами ПЭДОТ:ПСС толщиной 0,2 мм обеспечивает КП не менее 5 дБ в диапазоне частот 1–2 ГГц.

Список литературы

1. Гареев К. Г., Лучинин В. В., Тестов И. О., Тестов О. А., Хмельницкий И. К. Пат. 2688894 (РФ). Электромагнитный экран. Оpubл. в Б. И., 2019. № 15.
2. Gareev K. G., Bagrets V. S., Khmel'nitskiy I. K., Ivanitsa M. G., Testov D. O. Research and Development of "Gelatin-Conductive Polymer" Composites for Electromagnetic Compatibility // 2020 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus). (St. Petersburg, Russia, Jan. 27–30, 2020). – С. 1069–1072.

Способ металлизации узких отверстий с большим аспектным соотношением в полуизолирующих подложках карбида-кремния

^{1,2} Торхов Н. А., ¹ Леоненко Р. О.

¹АО «Научно исследовательский институт полупроводниковых приборов»
г. Томск, 634034, ул. Красноармейская, 99А, Российская Федерация

²Томский государственный университет
г. Томск, 634050, пр. Ленина, 36, Российская Федерация, trkf@mail.ru

Аннотация: Использование способа латерального (в плоскости (x,y)) электрохимического заращивания сплошной металлической пленкой поверхности полуизолирующей полупроводниковой структуры позволяет металлизировать в них узкие сквозные отверстия с большими аспектными соотношениями. Предлагаемый способ латерального заращивания позволяет использовать металлы, электролиты которых удовлетворяют описанным в работе требованиям.

1. Введение

Известны способы металлизации внутренней поверхности сквозных отверстий с положительным наклоном стенок в полуизолирующих полупроводниковых подложках путем их запыления металлизацией с последующим гальваническим утолщением золотом Au или медью Cu [1]. Недостатком таких способов является невозможность получать сплошные и однородные по толщине покрытия внутренних поверхностей узких (десятки мкм) сквозных отверстий с вертикальным наклоном стенок, а также внутренних поверхностей таких отверстий с большими ($K=h/D>4$) аспектными соотношениями (h – глубина отверстия, D – его поперечный размер).

В некоторых случаях подобную проблему преодолевают посредством предварительного химического осаждения металлических затравочных слоев [2]. Недостатком таких способов является то, что для узких отверстий с большими аспектными соотношениями в большинстве случаев процесс химического осаждения лимитируется диффузионными процессами подвода реагентов и отвода продуктов реакций в приповерхностных диффузионных слоях электролитов. Во многих случаях это не позволяет воспроизводимо получать сплошную и однородную по толщине металлизацию отверстий.

Целью настоящей работы является устранение указанных недостатков.

2. Объект исследования и методика эксперимента

В качестве объекта исследования выступали утоненные до 100 мкм полуизолирующие подложки карбида кремния 4H-SiC{0001} с лицевой стороны которых были выполнены металлические конструкции необходимых площадей. Напротив них, с противоположной стороны подложки методами реактивного ионного травления формировались узкие сквозные отверстия размером ≈ 25 мкм с аспектным соотношением ≥ 4 .

Решение поставленной задачи достигалось за счет того, что в известных способах перед гальваническим утолщением металлизации внутренней поверхности отверстий с использованием эффекта латерального (в плоскости (x,y)) электрохимического (ЭХ) заращивания [3] осуществлялось латеральное ЭХ-заращивание внутренней поверхности отверстий тонкой (< 50 нм) металлической пленкой. Данный эффект проявляется в гальваностатическом режиме (при постоянной плотности тока J_s) электрохимического осаждения металлов из некоторых электролитов с низким катодным потенциалом $U_k < \varphi$ электрохимического осаждения, где $\varphi \approx \varphi_b$ – высота барьера Шоттки в образующемся контакте металл-полупроводник. Внешнее электрическое поле в электролите способствует принудительному притоку реагентов в ЭХ-процессе заращивания узких отверстий, что и обуславливает его преимущество перед химическим способом металлизации.

Так, например, при гальваностатическом режиме электрохимического осаждения палладия Pd из фосфатного электролита на полуизолирующую поверхность 4H-SiC при катодном потенциале $U_k \approx 0.6$ В происходит его латеральное разрастание и заращивание поверхности [3].

В этом случае закрывающая противоположный торец отверстия металлизация стоп-слоев, омических контактов, или иных металлизированных конструктивных элементов СВЧ МИС выступает в роли затравки, на которую в начале процесса электрохимически осаждается пленка Pd, которая, достигая внутренней полуизолирующей 4H-SiC поверхности отверстий, образует с ней контакт металл-полупроводник с барьером Шоттки (фиг. 1, а, область I) величиной $\varphi_b \approx 1.4$ В $> U_k$ [4].

Согласно теории контакта Шоттки [5] в прилегающем к такому контакту участку поверхности возникает область объемного заряда (рис. 1, *a* область II, space charge). Согласно [5] разность потенциалов между металлом и окружающей его полупроводниковой поверхностью может достигать значений $\varphi \approx \varphi_b$ (рис. 1, *a*, область II). В результате, в окружающей палладиевый контакт области электролита при наличии потока ионов палладия Pd^+ (при протекании катодного тока J_s) реализуются условия по катодному потенциалу $U_k < \varphi_b$ пригодные для электрохимического осаждения Pd на прилегающую к контакту полупроводниковую поверхность, что и приводит к его латеральному разрастанию вдоль поверхности. Скорость латерального разрастания такой металлической пленки может в несколько раз превышать скорость её вертикального роста, так как полностью определяется условиями электрохимического осаждения Pd в области II (рис. 1, *a*). Данный процесс не зависит от угла наклона стенок, что приводит к быстрому покрытию металлом внутренних поверхностей, как с положительным, так с вертикальным и даже с отрицательным наклоном стенок отверстий (рис. 1, *a*, область III). В результате, после гальванического утолщения золотом толщиной 3 мкм получалась достаточно качественная их металлизация (рис. 1, *b*).

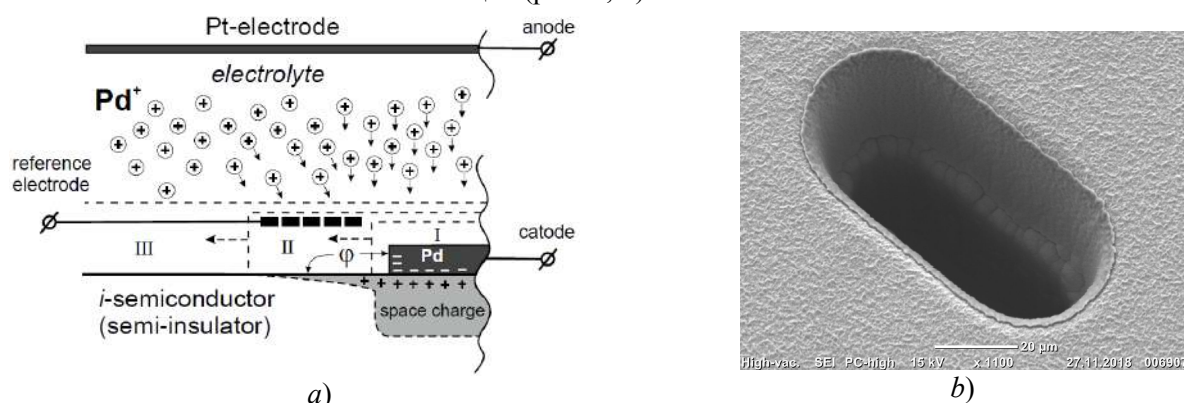


Рис. 1. Схема трехэлектродной электрохимической ячейки с платиновым Pt анодом и электродом сравнения (reference electrode) – *a*) и электронномикроскопическое изображение металлизированного отверстия в полуизолирующей подложке 4H-SiC глубиной 100 мкм с аспектным соотношением $K > 4$ – *b*).

В общем случае такой технологический процесс осаждения металла на полуизолирующую полупроводниковую поверхность можно реализовать только для электролитов катодный потенциал U_k электрохимического осаждения которых меньше φ_b . Для электролитов, U_k которых равен, или превышает φ_b такой процесс реализовать невозможно по причине того, что в области II рис. 1 не смогут реализоваться необходимые условия для протекания процессов ЭХ-осаждения.

3. Заключение

Использование способа латерального электрохимического наращивания сплошной металлической пленкой поверхности полуизолирующей полупроводниковой структуры позволяет металлизировать в них узкие сквозные отверстия с большими аспектными соотношениями без использования дополнительных затравочных слоев. Предлагаемый способ латерального электрохимического наращивания позволяет использовать для этих целей те металлы электролиты которых удовлетворяют описанным выше требованиям, в частности, условию $U_k < \varphi_b$.

Список литературы

1. Shen H., Ramanathan R., Luo Q., Warren R. W., Abdali U. K. Пат. 7,923,842 B2 (СИИ), Int. Cl. H01L 23/48. GaAs integrated circuit device and method of attaching same. Appl. No 11/377,690; filed 03.16.2006; pub. date 04.12.2011.
2. Shen H. Пат. 2012/0153477 A1 (СИИ), Int. Cl. H01L 23/532, H01L 21/768. Method for metal plating and related devices. Appl. No 12/972,119; filed 12.17.2010; pub. date 06.21.2012.
3. Торхов Н.А., Брудный В.Н. Патент. № 2708677 (РФ) от 11.12.2019 г., приоритет от 08.02.2019 г., заявка № 2019103594. Способ металлизации сквозных отверстий в полуизолирующих полупроводниковых подложках.
4. Gora V.E., Chawandaa A., Nyamherea C., Auretb F.D., Mazungaa F., Jaurea T., Chibayaa B., Omotosob E., Dangab H.T., Tunhumab S.M.. Comparison of nickel, cobalt, palladium, and tungsten Schottky contacts on n-4H-silicon carbide // Physica B: Condensed Matter. 2018. V. 535. P. 333-337. <https://doi.org/10.1016/j.physb.2017.08.024>.
5. Торхов Н.А. Влияние электростатического поля периферии на вентильный фотоэффект в контактах металл–полупроводник с барьером Шоттки // Физика и техника полупроводников. 2018. 52(10). С. 1150-1171.

Резонансы в разрешенных и запрещенных зонах сверхвысокочастотных коаксиальных брэгговских структур¹

¹ Скрипаль А.В., ¹ Пономарев Д.В., ¹ Рузанов О.М., ¹ Тимофеев И.О.

¹ Саратовский национальный исследовательский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского
г. Саратов, 410012, Российская Федерация
skripala_v@info.sgu.ru

Аннотация: Исследованы особенности строения разрешенных и запрещенных зон СВЧ коаксиальной брэгговской структуры (КБС) с диэлектрическим заполнением. Экспериментальные данные подтверждают результаты расчетов и демонстрируют, что при определенном соотношении электрических длин элементарных структурных единиц КБС можно рассматривать как несколько вложенных друг в друга брэгговских решеток. Установлено, что частотное положение дефектной моды практически не зависит от местоположения нарушения.

1. Введение

Брэгговские структуры СВЧ-диапазона, также называемые фотонными кристаллами, обладают свойствами, обеспечивающими возможность создания различных типов СВЧ-устройств, среди которых перестраиваемые резонаторы, направленные ответвители, миниатюрные антенны, согласованные нагрузки, различные типы СВЧ-фильтров, в том числе с управляемыми характеристиками [1–3]. В СВЧ-диапазоне брэгговские структуры создаются на основе прямоугольных волноводов, микрорешетчатых, копланарных, щелевых и волноводно-щелевых линий передачи.

Коаксиальные брэгговские структуры (КБС), выполненные на основе коаксиальных элементов, являющихся одними из наиболее распространенных типов элементов СВЧ волноведущих систем, характеризуются широким рабочим диапазоном частот и отсутствием потерь на излучение.

В работе представлены результаты теоретического и экспериментального исследования влияния параметров регулярных отрезков КБС с переменным диэлектрическим заполнением и создаваемых в ней нарушений периодичности на спектры отражения и прохождения СВЧ-излучения.

2. Результаты компьютерного моделирования

Рассматривались одномерные двухкомпонентные симметричные относительно центрального слоя КБС, составленные из 11 слоёв, в диапазоне частот 0.1–26 ГГц. Нечетные слои КБС представляли собой отрезки с диэлектрическим заполнением из ФЛАНА ($\epsilon_a = 8.8$), четные – из тефлона ($\epsilon_b = 2.0$).

Для расчета коэффициента прохождения и отражения электромагнитной волны в КБС использовалась матрица передачи $\mathbf{T}$ четырехполюсника сложной структуры, представляющего собой каскадное соединение элементарных четырехполюсников с известными матрицами передачи, которые имеют вид [4]:

$$\mathbf{T} = \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix} = \mathbf{T}'_N \times \prod_{i=1}^{N-1} (\mathbf{T}''_{i+1} \times \mathbf{T}'_i) \quad (1)$$

где $\mathbf{T}'_i$ и $\mathbf{T}''_{i+1}$ — матрицы передачи четырехполюсников, описывающих соответственно i -ый отрезок и прямое соединение i -го и $(i+1)$ -го отрезков коаксиальной линии передачи.

Коэффициенты прохождения и отражения СВЧ мощности определяются через элементы матрицы передачи $\mathbf{T}$ по известным соотношениям [31]:

$$D = \frac{1}{|T_{11}|^2} \quad (2)$$

$$R = \left| \frac{T_{21}}{T_{11}} \right|^2 \quad (3)$$

Результаты компьютерного моделирования продемонстрировали зависимость строения запрещенных и разрешенных зон в спектрах прохождения и отражения СВЧ-излучения от величины электрической длины отрезков коаксиальной линии $l_a \sqrt{\epsilon_a}$ и $l_b \sqrt{\epsilon_b}$, где l_a и l_b — геометрические длины отрезков коаксиальной линии, ϵ_a и ϵ_b — диэлектрические проницаемости заполнения.

При равенстве электрических длин отрезков с заполнением из ФЛАНА (6 отрезков) и с заполнением из фторопласта (5 отрезков) 11-и слойной КБС, число резонансов N_{res} , формирующих разрешенные зоны КБС, равно 11. Это позволяет сделать вывод, что каждый из 11-и отрезков представляет собой элементарную брэгговскую ячейку. Если электрическая длина нечетных отрезков КБС кратна длине

¹ Работа выполнена при поддержке Минобрнауки России в рамках госзадания (проект № FSRR-2020-0005) и стипендии Президента РФ (СП-3301.2018.3).

четных, т.е. $l_a\sqrt{\varepsilon_a}/l_b\sqrt{\varepsilon_b} = M \gg 2$, то возникают дополнительные разрешенные зоны с числом резонансов N_{res} , образующих эти зоны, равным 6. Если же электрическая длина четных отрезков КБС кратна длине нечетных, то число резонансов N_{res} , образующих разрешенные зоны равно 5. При отношении электрических длин $l_b\sqrt{\varepsilon_b}/l_a\sqrt{\varepsilon_a} = 0.5 + M$, возникает два типа дополнительных разрешенных зон с числом резонансов N_{res} , образующих эти зоны, равным 5 и 6 (см. рис. 1). В этом случае КБС можно рассматривать как три вложенные друг в друга брэгговские решетки с числом элементарных ячеек 11, 6 и 5.

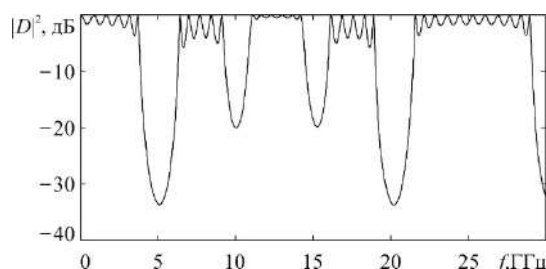


Рис. 1. АЧХ 11-и слойной КБС при кратности длины отрезков с заполнением из фторопласта длине отрезков с заполнением из ФЛАНА равной 1.5 $l_a = 4.0$ мм, $l_b = 12.6$ мм, $\varepsilon_a = 8.8$, $\varepsilon_b = 2.0$

Нами было исследовано влияние местоположения нарушения периодичности внутри КБС в виде воздушного отрезка коаксиальной линии. При малых размерах на частоте дефектной моды в первой запрещенной зоне наблюдается узел стоячей электромагнитной волны, а при больших размерах – пучность.

Измерительная секция (см. рис. 2), содержащая исследуемые КБС, подключалась к векторному анализатору цепей Agilent PNA-X Network Analyzer N5242A.



Рис. 2. Измерительная секция сверхвысокочастотной КБС

Как следует из результатов экспериментов при смещении нарушения периодичности размером $L_2 = 19.26$ мм из центрального слоя наблюдается монотонное уменьшение коэффициента пропускания на частоте дефектной моды. При этом частота дефектной моды хорошо согласуется с расчетными значениями и остается практически неизменной.

3. Заключение

Показано, что в случае, когда электрические длины каждого из отрезков, являющихся структурной единицей двухкомпонентной КБС, равны друг другу, число резонансов, формирующих разрешенные зоны КБС, равно общему числу отрезков КБС. В случае, когда электрические длины структурных единиц не совпадают, но при этом кратны друг другу, то КБС можно рассматривать как несколько вложенных друг в друга брэгговских решеток с различным числом ячеек. Установлено, что частотное положение дефектной моды в запрещенной зоне КБС практически не зависит от местоположения нарушения периодичности внутри КБС, а определяется электрофизическими параметрами слоя, нарушающего периодичность, такими как толщина и диэлектрическая проницаемость.

Список литературы

1. Usanov D. A., Nikitov S. A., Skripal A. V., Ponomarev D. V. One-dimensional microwave photonic crystals: new applications. CRC Press, 2019. 154 p.
2. Belyaev B. A., Khodenkov S. A., Shabanov V. F. Investigation of frequency-selective devices based on a microstrip 2D photonic crystal // Doklady Physics. 2016. T. 61, № 4. С. 155–159.
3. Ozbay E., Temelkuran B., Bayindir M. Microwave applications of photonic crystals // Progress In Electromagnetics Research. 2003. T. 41. С. 185–209.
4. Усанов Д. А., Никитов С. А., Скрипаль А. В., Пономарев Д. В., Рузанов О. М., Тимофеев И. О. Использование СВЧ коаксиальной брэгговской структуры для измерения параметров диэлектриков // Радиотехника и электроника. 2020. Т. 65, № 5. С. 495–503.

***Ab initio* Simulation of $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ and $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$ Lattice Thermal Conductivity for HEMT application**

Dzmitry C. Hvazdousky, Maryia S. Baranava, Vladislav S. Volcheck, Viktor R. Stempitsky

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Minsk, Republic of Belarus
gvozдовsky@bsuir.by

Abstract: This study is about lattice thermal conductivity simulation of AlAs , GaAs , $\text{Al}_{0.5}\text{Ga}_{0.5}\text{As}$, $\text{Al}_{0.3}\text{Ga}_{0.7}\text{As}$, AlN , GaN , $\text{Al}_{0.5}\text{Ga}_{0.5}\text{N}$, $\text{Al}_{0.21}\text{Ga}_{0.79}\text{N}$. The calculations are performed by using the combination of first-principles calculations and solutions of the linearized phonon Boltzmann transport equation. The calculations are performed taking into account the possible anisotropy of thermodynamic properties. The properties are calculated in the (111), (100), (001), (010) directions for the hexagonal structures (AlN , GaN , $\text{Al}_{0.5}\text{Ga}_{0.5}\text{N}$, $\text{Al}_{0.21}\text{Ga}_{0.79}\text{N}$).

1. Introduction

The HEMT, named alternatively as the modulation-doped or heterostructure field-effect transistor, is a field-effect transistor exploiting the high in-plane mobility of electrons in the conducting channel formed at a semiconductor heterojunction. The immense interest in the AlGaIn/GaN heterojunction stems from several factors. First, the wide band gap of GaN yields a high breakdown voltage, which enables high-power operation. Also, the saturation velocity of electrons in GaN is over a factor of two larger than that in Si , which is valuable for high-frequency operation. Moreover, a high electron concentration is induced by polarization at the AlGaIn/GaN interface, yielding a large current. At the same time, the AlGaIn/GaN HEMT is characterized by an average temperature rise and a non-uniform distribution of the dissipated heat power that lead to the formation of a hot spot near the active area of the device and result in degradation of the drain current and the output power [2]. In order to mitigate the self-heating effect, various thermal management solutions have been proposed: atomic bonding of the AlGaIn/GaN epitaxial structure to a chemical vapor deposition nanocrystalline diamond layer after the Si substrate is etched away [3]; direct growth of the AlGaIn/GaN structure on a diamond substrate by metalorganic vapor-phase epitaxy [4]; backside filling of the through trench, etched locally in the Si substrate, by an AlN and copper combination [5]; integration of heat spreading elements composed of a material with a high thermal conductivity, for example, diamond [6] and graphene [2], into the transistor structure. Controlling temperature is critical to the efficiency and reliability of all electronic devices and circuitry. Thermal simulation, widely recognized as an important aspect of computer design, can assist in thermal management by enabling engineers to identify the root cause of thermal problems and evaluate a wide range of alternative variants to optimize the design. This Work is primarily concerned with accurate calculations from first principles (*ab initio* simulation) of thermal conductivity of GaAs and GaN materials.

2. Simulation Details

On the first stage from first principles calculations (*ab initio* simulation as it commonly used in literature) have been performed used VASP software package [7]. VASP is a computer program for the simulation of the atomic scale materials, e.g. electronic structure calculations and quantum mechanical molecular dynamics, using projector-augmented-wave method and a plane wave basis set. VASP is recognized as a common standard in the study of the fundamental properties of crystalline materials.

After this stage, the structural, electronic properties, energy and stress of the AlGaAs , GaAs , AlGaIn , Si_3N_4 systems and compounds based on them ($\text{Al}_{0.5}\text{Ga}_{0.5}\text{As}$, $\text{Al}_{0.5}\text{Ga}_{0.5}\text{N}$) have been obtained.

For verification, the fundamental physical parameters (structural as well as electronic properties) have been compared with the experimental ones. The condition for recognizing the method to be correct, that is, providing realistic simulation: structural characteristics differ from experimental ones by no more than 5 % (in particular, lattice constants). In results, the structural properties of supercell as well as force constant data have been obtained with set of tags of simulations that that satisfy the conditions described above.

At the second stage, phonon properties have been calculated by PHONOPY code. The information of phonon frequency need for accounting thermal properties of crystalline materials. PHONOPY is an open source package for phonon calculations at harmonic and quasi-harmonic [8, 9]. When an atom in a crystal is displaced from its equilibrium position, the forces on all atoms in the crystal raise. Analysis of the forces associated with a systematic set of displacements provides a series of phonon frequencies. First principles phonon calculations with FDM [10] can be made in this way. At the conclusion of the stage, a set of phonon frequencies for the structures under study have been obtained.

Lattice thermal conductivity calculation has been carried out on the next stage. PHONO3PY is another open source package for phonon-phonon interaction and lattice thermal conductivity calculations. This software calculates phonon-phonon interaction and related properties using the supercell approach. Linearized phonon Boltzmann equation is calculated on this stage [11]. In results sets of dependence of thermal conductivity on temperature was obtained.

3. Results

The ground state of the systems (AlAs, GaAs, AlN, GaN) as well as for solid crystalline solutions $\text{Al}_{0.5}\text{Ga}_{0.5}\text{As}$ and $\text{Al}_{0.5}\text{Ga}_{0.5}\text{N}$ was obtained using the VASP software package. The obtained results include structural characteristics, as well as data on electronic characteristics and force constants (not given in this article). The output data set is used by the PHONOPY and PHONO3PY software packages for calculating thermal conductivity of AlAs, GaAs, AlN, GaN and solid crystalline solutions $\text{Al}_{0.5}\text{Ga}_{0.5}\text{As}$ and $\text{Al}_{0.5}\text{Ga}_{0.5}\text{N}$. These software packages have an integrated with VASP interface. Based on the data obtained, a model has been developed for calculating thermal conductivity of $\text{Al}_{0.3}\text{Ga}_{0.7}\text{N}$ and $\text{Al}_{0.21}\text{Ga}_{0.79}\text{N}$ solid crystalline solutions.

AlAs and GaAs have cubic symmetry, the values of thermal conductivity are the same in all directions ($\lambda_{[100]}=\lambda_{[010]}=\lambda_{[001]}=\lambda_{[110]}=\lambda_{[101]}=\lambda_{[011]}=\lambda_{[111]}$). AlN and GaN have hexagonal crystal types, accordingly thermal conductivity has different magnitude in crystal direction ($K_{xx}=K_{yy}$, K_{zz}). To determine the thermal conductivity coefficients for different directions, it is sufficient to know the main (diagonal) values of the thermal conductivity matrix. Due to the hexagonal symmetry type of the AlN and GaN crystals, the thermal conductivity is $\lambda_{[100]}=\lambda_{[010]}=\lambda_{[110]}$, as well as $\lambda_{[101]}=\lambda_{[011]}=\lambda_{[111]}$.

Validation of the calculations can be done in a simple way. GaAs is a cubic crystal. Its thermal conductivity at 300 K is 47.62 W/(m·K) in all directions according to our calculations. GaN is a hexagonal crystal. Its thermal conductivity at 300 K in the [100] / [010] / [110] directions is equal to 259.28 W/(m·K) (minimum value) in the [001] direction is 363.65 W/(m·K) (maximum value) and 309.56 W/(m·K) in the directions [111] / [101] / [011] (intermediate value).

4. Conclusion

In conclusion, it is important to note that the results of thermal conductivity for pure AlAs, GaAs, AlN, GaN are in good agreement with experimental data [12]. This confirms the legitimacy of the applied methods and approaches and should serve as proof of the parameters calculations validity for theoretical investigations of the thermal conductivity dependence of $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$ and on $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$.

References

1. T. Mimura. Invention of high electron mobility transistor (HEMT) and contributions to information and communications field. *Fujitsu Sci. Tech. J.* **54**, 1–8 (2018).
2. Z. Yan, G. Liu, J. M. Khan and A. Balandin. Graphene quilts for thermal management of high-power GaN transistors. *Nat. Commun.* **3**, 1–8 (2012).
3. J. G. Felbinger et al. Comparison of GaN HEMTs on diamond and SiC substrates. *IEEE Electron Device Lett.* **28**, 948–950 (2007).
4. K. Hirama, Y. Taniyasu and M. Kasu. AlGaIn/GaN high-electron mobility transistors with low thermal resistance grown on single-crystal diamond (111) substrates by metalorganic vapor-phase epitaxy. *Appl. Phys. Lett.* **98**, 162112-1–162112-3 (2011).
5. G. Pavlidis et al. The effects of AlN and copper back side deposition on the performance of etched back GaN/Si HEMTs. *IEEE Electron Device Lett.* **40**, 1060–1063 (2019).
6. K. S. Grishakov, V. F. Elesin, N. I. Kargin, R. V. Ryzhuk and S. V. Minnebaev. Effect of diamond heat spreader on the characteristics of gallium nitride-based transistors. *Russian Microelectronics* **45**, 41–53 (2016).
7. G. Kresse, M. Marsman and J. Furthmüller. *VASP The Guide: Tutorial*. (Vienna: University of Vienna, 2014).
8. A. Katre, A. Togo, I. Tanaka and G. K. H. Madsen. First principles study of thermal conductivity cross-over in nanostructured zincchalcogenides. *J. Appl. Phys.* **117**, 045102-1–045102-6 (2015).
9. Y. Ikeda, A. Seko, A. Togo and I. Tanaka. Phonon softening in paramagnetic bcc Fe and its relationship to the pressure-induced phase transition. *Phys. Rev. B* **90**, 134106-1–134106-7 (2014).
10. K. Parlinski, Z. Q. Li and Y. Kawazoe. First-principles determination of the soft mode in cubic ZrO_2 . *Phys. Rev. Lett.* **78**, 4063–4066 (1997).
11. L. Chaput. Direct solution to the linearized phonon Boltzmann equation. *Phys. Rev. Lett.* **110**, 265506-1–265506-5 (2013).
12. S. Adachi. Lattice thermal conductivity of group-IV and III–V semiconductor alloys. *J. Appl. Phys.* **102**, 063502 (2007).

О некоторых возможностях использования матричного метода для моделирования одномерного процесса диффузии экситонов в нитриде галлия, выращенном на различных подложках¹

^{1*}Калманович В. В., ^{1**}Степович М. А., ²Серегина Е. В., ³Филиппов М.Н.

¹Калужский государственный университет им. К.Э. Циолковского, ул. Степана Разина, 26, Калуга, 248023, Россия, *v572264@yandex.ru, **m.stepovich@rambler.ru

²Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана (национальный исследовательский университет), Калужский филиал, ул. Баженова, 2, Калуга, 248000, Россия, evfs@yandex.ru

³Институт общей и неорганической химии им. Н.С. Курнакова РАН, Ленинский пр., 31, Москва, 119991, Россия, mn@filippov.org.ru

Аннотация: Описан алгоритм расчётов процессов диффузии в многослойных планарных структурах нитрида галлия с произвольным числом слоёв, основанный на использовании матричного метода.

Нитрид галлия и его твёрдые растворы обладают физическими свойствами, которые обеспечивают электронным приборам на их основе оптические, мощностные и частотные характеристики, позволяющие применять их в разных областях полупроводниковой электроники. В частности, структуры на основе GaN перспективны для разработки компонентной базы для силовой и СВЧ-электроники – диодов Шоттки и транзисторов [1]. Такие структуры могут быть выращены на различных подложках: на сапфире, кремнии, карбиде кремния [2, 3]. А использование буферных слоёв делает структуры многослойными, что требует развития соответствующих методов расчётов процессов тепломассопереноса. Одним из методов, позволяющих проводить расчёты таких процессов в многослойных планарных структурах с произвольным числом слоёв, является матричный метод [4-6]. В настоящей работе этот метод применён для моделирования процесса диффузии экситонов в нитриде галлия, выращенном на различных подложках. Описан алгоритм расчётов и некоторые результаты, полученные для параметров, характерных для монокристаллического нитрида галлия [7].

Список литературы

1. Туркин А.Н. Нитрид галлия как один из перспективных материалов в современной оптоэлектронике // Компоненты и технологии. 2011. № 5. https://www.kit-e.ru/articles/led/2011_5_176.php
2. Двоешперстов М.Ю., Чередник В.И., Беляев А.В., Денисова А.В., Сидорин А.П. Гетероэпитаксиальные структуры AlN/Al₂O₃ и GaN/Al₂O₃ для акустоэлектронных СВЧ устройств // Современные наукоемкие технологии. 2010. № 9. С. 24-30. <https://www.top-technologies.ru/ru/article/view?id=25334>
3. Туркин А.Н. Гетероструктуры на основе GaN в СВЧ-электронике: обзор работ. Электроника: наука, технология, бизнес. 2018. № 6 (00177). С. 70-73. http://www.electronics.ru/files/article_pdf/6/article_6903_575.pdf
4. Калманович В.В., Степович М.А. О совместном применении матричного метода и аппарата обобщённых степеней Берса для математического моделирования процессов тепломассопереноса в полупроводниковых материалах электронной техники // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем-2018: Сборник трудов / Под общ. ред. академика РАН А.Л. Стемпковского. М.: ИППМ РАН, 2018. Вып. III. С. 194-201. <http://www.mes-conference.ru/data/year2018/pdf/D088.pdf>
5. Серегина Е.В., Калманович В.В., Степович М.А. Сравнительный анализ матричного метода и метода конечных разностей для моделирования распределения неосновных носителей заряда в многослойной планарной полупроводниковой структуре // Итоги науки и техники. Сер. Современная математика и ее приложения. Тематические обзоры. 2019. Т. 172. С. 108-116. <http://mi.mathnet.ru/into549>
6. Гладышев Ю.А. Калманович В.В., Степович М.А. О применении матричного метода для математического моделирования процессов тепломассопереноса // Современные проблемы теории функций и их приложения: Материалы 20-й международной Саратовской зимней школы (Саратов, 28 января-1 февраля 2020 г.). Саратов: Научная книга, 2020. С. 118-121. <http://school-20.sgu.ru/sbornik.pdf>
7. Поляков А.Н., Noltemeyer M., Hempel T., Christen J., Степович М.А. Католюминесцентные экспериментальные исследования транспорта экситонов в нитриде галлия // Известия РАН. Серия физическая. 2012. Т. 76, № 9. С.1082-1085. https://www.elibrary.ru/download/elibrary_17906648_16897714.pdf

¹ Исследования проведены при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 19-03-00271), а также РФФИ и правительства Калужской области (проект № 18-41-400001).

Топологическое моделирование реальных полупроводниковых поверхностей на микронном и наномасштабах

Торхов Н. А.

Томский государственный университет

г. Томск, 634050, пр. Ленина, 36, Российская Федерация, trkf@mail.ru

Томский университет систем управления и радиоэлектроники

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

Аннотация: Проведено моделирование реальных броуновских поверхностей эпитаксиальных $GaAs\{100\}A$, $InAs\{111\}$ и $InAs\{112\}A$ с использованием алгоритма наложения фрактальных поверхностей переноса.

1. Введение

Статические и СВЧ приборные характеристики полупроводниковых приборов во многом определяются состоянием используемых при их изготовлении полупроводниковых поверхностей. Первопринципные методы моделирования кристаллических полупроводников (ПП) и гетероструктур на их основе позволяют рассчитывать основные электрофизические характеристики очень малых площадей небольших участков поверхности состоящих из сотен атомов – единиц и сотен нанометров (например, 142 атома [1]), что, в настоящее время, обусловлено недостаточными возможностями вычислительной техники. В таких случаях принято говорить только о кристаллической структуре поверхности. Связь электрофизических характеристик ПП-поверхности с её кристаллической структурой в настоящее время уже достаточно хорошо изучена. В то же время мозаичная структура, неоднородность плотности распределения примесей, точечных и линейных дефектов, других неоднородностей реальных ПП-поверхностей, особенности их эпитаксиального роста в настоящее время не под силу первопринципным методам исследования по причине того, что для этого необходимо моделировать участки значительно больших площадей. Например, используемые в современных ПП-приборах площади затворов полевых транзисторов могут достигать 28×50000 нм [2] и более, что значительно повышает требования первопринципных методов исследования к ресурсам вычислительных машин. В таких случаях для анализа свойств ПП-поверхностей необходимо рассматривать не только их кристаллическую структуру, но и их морфологию – совокупную характеристику, включающую в себя геометрию рельефа, пространственную ориентацию составных частей и неоднородностей, их размер, форму и др., что выходит за рамки первопринципных методов моделирования.

Влияние морфологии на электрофизические характеристики ПП-поверхностей в настоящее время недостаточно хорошо изучено. Согласно общим физическим представлениям, значения термодинамических потенциалов, определяющих состояние ПП-поверхности, во многом определяется её морфологией. В результате, без информации о морфологии как исходном состоянии ПП-поверхности, так и о её состоянии после обработок в различных технологических процессах, практически невозможно осуществить адекватное технологическое и, как следствие, приборное проектирование СВЧ-полупроводниковых приборов.

В связи с вышеизложенным, в работе проводятся уникальные исследования морфологии ПП-поверхностей с использованием методов фрактальной геометрии дробных размерностей.

2. Объекты исследования и результаты моделирования

Построение моделей броуновских поверхностей реальных эпитаксиальных материалов $GaAs\{100\}A$, $InAs\{111\}$ и $InAs\{112\}A$ – объектов, осуществлялось с использованием алгоритма суперпозиции ориентированных определенным образом случайных фрактальных поверхностей переноса [3]. Такой подход позволяет добиться хорошего результата при относительно небольшом объеме вычислений. В качестве поверхностей переноса использовались косинусоидальные поверхности пространственной частотой f . При этом $f_{min}=1/L_{max}$, а $f_{max}=1/L_{min}$. Здесь L_{max} – внешний пространственный масштаб участка поверхности, $L_{min}=L_{max}/N$ – минимальный масштаб, $N=256$ – количество разбиений по координатам “0x” и “0y”. Задав дискретные пространственные частоты соотношением $f_j=f_{j-1}^\alpha=f_0^{\alpha j}$, где $f_0>f_{min}$ ($j=1, 2, 3, \dots$), а масштабно-инвариантный вид амплитуд разложения Фурье как $C_j=f^\beta$ можно получить функцию результирующей поверхности как $Z(\mathbf{r}) = \sum_j C_j \exp(2\pi i f_j \mathbf{r})$. Используя преобразование Фурье, можно найти поверхности переноса $z(x,y|\psi)=\text{Re}(Z)\cos(\psi)+\text{Im}(Z)\sin(\psi)$, где $0 \leq \psi < 2\pi$. Варьируя параметры α , β и ψ можно получать необходимые варианты рельефов (рис. 1).

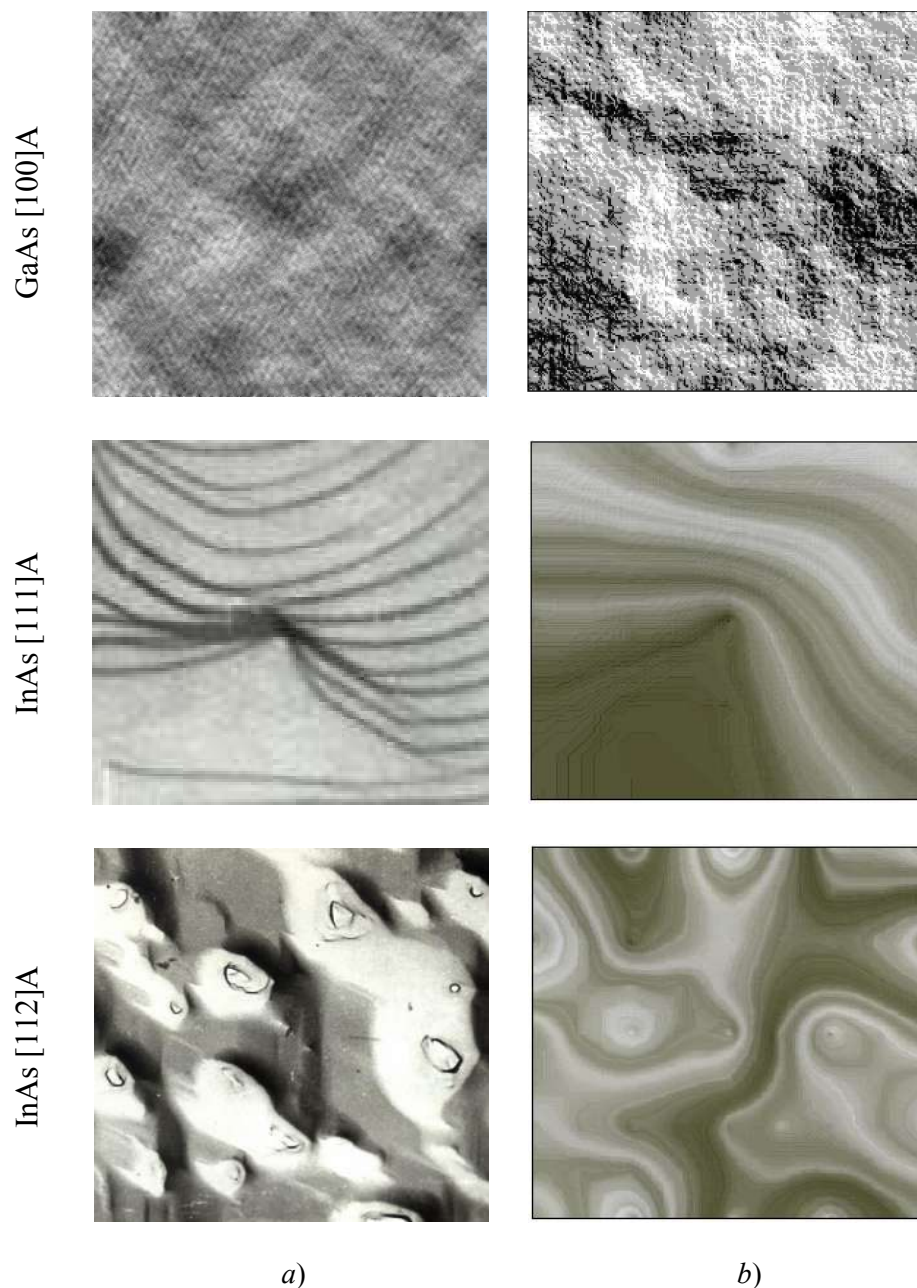


Рис. 1. Электронно-микроскопические изображения рельефов 1×1 мкм участков реальных полупроводниковых поверхностей – *a*), их фрактальные броуновские модели – *b*).

3. Заключение

Из подобия рельефов реальных (рис. 1, *a*) поверхностей с модельными (рис. 1, *b*) следует, что методы фрактальной геометрии могут быть успешно использованы для моделирования морфологии реальных полупроводниковых поверхностей. С использованием алгоритма наложения фрактальных поверхностей переноса проведено моделирование реальных броуновских поверхностей эпитаксиальных GaAs{100}A, InAs{111} и InAs{112}A.

Список литературы

1. Курова Н.В., Бурдов В.А. Первопринципные расчеты электронной структуры кремниевых нанокристаллов с мелкими донорами (Li, P). ФТП, 2013, **47**(12) 1604-1608.
2. Макушин М. Электроника. Домасштабировались? Экономика уменьшения топологий. Электроника. Наука Технология Бизнес, 2014, 3, (00134), с. 134-147.
3. Федер Е. Фракталы. М.: Мир, 1991.

Создание микромеханического элемента с вертикальным профилем для СВЧ-приборов

Калугин В.В., Виноградов А.И., Калугина И.В.

Национальный исследовательский университет «МИЭТ»,
г. Москва, 124498, Российская Федерация
victor118@mail.ru

Аннотация: В данной работе представлены результаты разработки кремниевого элемента с глубоким вертикальным профилем, потенциально применимого для СВЧ приборов и устройств. Представляет практическую значимость применение электростатических приводов в качестве микропереключателей СВЧ сигналов. Эти переключатели обладают такими преимуществами, как низкие вносимые потери, высокая добротность, низкая потребляемая мощность, хорошая изоляция на высокой частоте и низкая стоимость.

1. Введение

Процесс формирования канавок в кремнии глубиной несколько десятков микрон является одной из основных и ответственных в технологическом процессе создания кремниевых ЧЭ. Сложности представляет необходимость одновременного соблюдения нескольких, порой трудно совместимых условий проведения процесса травления. Должно быть обеспечено заданное воспроизведение геометрии профиля при большой скорости травления, высокой селективности к защитной маске. При этом необходимо также получить требуемый уровень шероховатости как боковых сторон профиля, так и его дна [1,2]. Для проведения процессов травления канавок в кремнии на глубину до 100 мкм и более с вертикальными стенками использовался «Bosch» процесс. Его суть состоит в многократном повторении двухстадийного технологического цикла, в котором происходит чередование процесса травления с осаждением полимера. В первой стадии цикла происходит травление в среде элегаза (SF_6). Во второй стадии цикла для пассивации используется октофторциклобутан (C_4F_8).

2. Основная часть

В нашем случае травление элементов микроструктур проводилось на установке глубокого травления AMS200 фирмы Alcatel. За один цикл вытравливается от 0,5 до 1 мкм кремния. После каждого такого этапа травления на боковых плоскостях канавок образуются шероховатые раковины (скаллопы). Процесс повторяется, пока не будет достигнута заданная глубина травления. Задачей является соблюдение баланса между количеством полимера на боковых стенках и на дне канавки, а также длительности, интенсивности травления полимера и кремния. Баланс обеспечивается для конкретной топологии маски и глубины травления варьированием нескольких параметров. Основными являются: давление в камере, мощность источника ICP, процент открытых областей травления, температура пластины. Среди параметров этапа травления выделяют: расход SF_6 , напряжение смещения, время травления. Параметры осаждения: расход C_4F_8 , напряжение смещения, время осаждения. Чтобы сделать стенки канавки более гладкими, нужно минимизировать времена травления и пассивации, однако скорость травления при этом уменьшится. В нашем случае мы ограничиваемся задачей получения вертикальных канавок одинаковой глубины 35 мкм по всей площади пластины.

Для поддержания линейности выходного сигнала датчика ускорения необходимо обеспечить постоянство ширины канавки, вытравливаемой в кремнии. В стандартном режиме травления канавок в кремнии используется соотношение времени пассивации и травления в цикле Bosch - процесса, равное 40%. В нашем случае травление проводилось через маску SiO_2 толщиной 1 мкм. Ширина щели (по маске) составляла 5 мкм. Полученный в этом процессе результат не вполне удовлетворяет заданным требованиям из-за большого расширения канавки (до 6 мкм) и наличия дефекта «горлышка», т.е., сужения, в верхней части канавки. Дефект является следствием недостаточной длительности стадии пассивации. Поэтому соотношение времен пассивации и травления было увеличено до 60%. Ширина канавки в этом случае заметно уменьшилась, а в районе «горлышка» даже чрезмерно. В результате проведения исследований была получена зависимость вертикальности профиля (соотношение ширины канавки в верхней части и средней части канавки) от соотношения времени пассивации и травления (рис. 1).

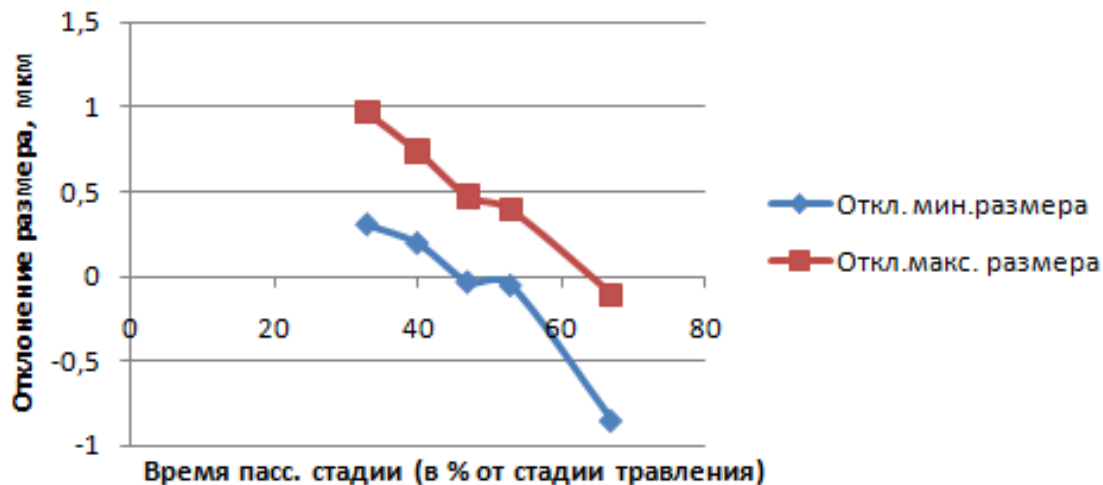


Рис. 1. Зависимость вертикальности профиля от соотношения времени пассивации и травления

Соотношение времен пассивации и травления было выбрано - 53%. В этом режиме был обеспечен оптимальный профиль с равномерной шириной канавки и отсутствием «горлышка» (рис.2). Полученный профиль вполне удовлетворяет требованиям, предъявляемым к геометрии кремниевого элемента.

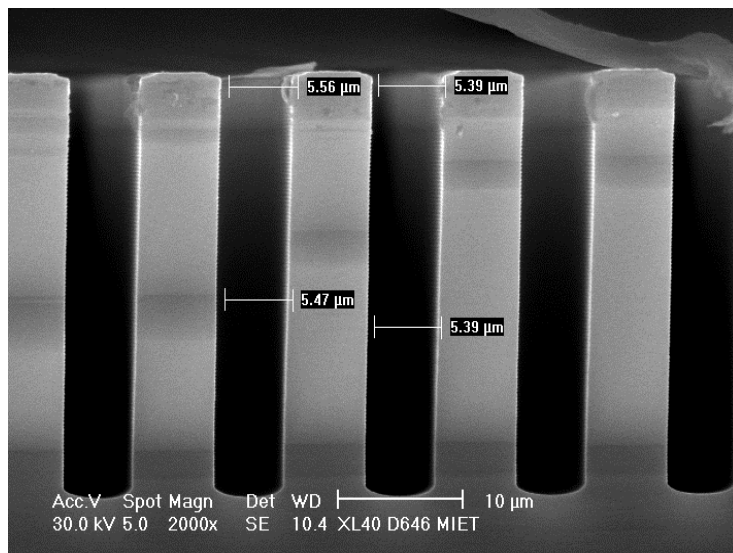


Рис. 2. Результат травления кремния с соотношением времен пассивации и травления 53%

3. Заключение

В результате проведенных исследований был получен кремниевый элемент заданной конструкции. Скорость травления составила 3 мкм /мин. Однородность травления не хуже $\pm 2,0\%$. Селективность к маске более 100:1. Угол наклона профиля $90^\circ \pm 1^\circ$. Описанный профиль вполне удовлетворяет требованиям, предъявляемым к геометрии кремниевого элемента с глубоким вертикальным профилем.

Список литературы

1. Тимошенков С.П. и др. Особенности проектирования и изготовления чувствительного элемента микромеханического акселерометра на КНИ-структурах // Нано - и микросистемная техника 2014. №7. С. 10-14.
2. Ануров А.Е. и др. Особенности глубинного анизотропного травления кремния в технологии изготовления траншейных МОП-транзисторов // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы. 2015. Том 2. Вып. 4. С. 66–73.

Исследование разброса параметров диодов с накоплением заряда¹

¹ Бобрешов А. М., ¹ Жабин А. С., ¹ Рязанцев А. Д., ¹ Степкин В. А., ¹ Усков Г. К.

¹ Воронежский государственный университет
г. Воронеж, 394018, Университетская пл., 1, Российская Федерация
ryazantsev@phys.vsu.ru

Аннотация: В данной работе представлены результаты измерения параметров диодов с накоплением заряда (ДНЗ). В случае последовательного каскадирования диодов в схемах генерации возможно добиться сокращения длительности и повышения амплитуды сверхширокополосных импульсных сигналов. Для этого требуется одновременное переключение последовательно соединенных диодов, что может быть реализовано путем отбора ДНЗ с одинаковыми зависимостями накопленного заряда от прямого тока.

1. Введение

В настоящее время основные исследования и разработки, которые ведутся в области генерации сверхкоротких импульсных (СКИ) сигналов, направлены на повышение мощности и частоты их следования, а также уменьшения длительности, времени нарастания фронта и спада, уровня побочных колебаний (звона) [1,2]. В качестве размыкателей тока в генераторах СКИ часто [3] используются диоды с накоплением заряда (ДНЗ). Так как они обладают относительно невысоким пробивным напряжением (десятки вольт) их часто объединяют в сборки, представляющие их последовательное соединение. Принципиально важное значение для генерации сверхкоротких импульсов имеет синхронность работы размыкателей тока в сборке [4]. Переключение всех диодов из открытого в закрытое состояние (размыкание тока) должно происходить одновременно. Однако, при производстве полупроводниковых приборов всегда имеет место некоторый технологический разброс, связанный с различием в уровнях концентраций примесей и размеров областей полупроводниковой структуры, что может приводить к не синхронному переключению диодов. Такая несинхронность становится особенно критичной при генерации импульсов с длительностью менее 250 пикосекунд, так как она становится соизмеримой со временем размыкания ДНЗ. Исходя из вышесказанного в работе было проведено измерение параметров диодов с накоплением заряда на примере MAVR-044769 и представлены зависимости накопленного в полупроводниковой структуре ДНЗ заряда от прямого тока для различных образцов.

2. Измерительная установка и результаты измерений

Для оценки значений параметров ДНЗ было проведено измерение переходных характеристик. Измерение этих характеристик производилось с помощью автоматизированного программно-аппаратного комплекса, блок-схема которого представлена на рис. 1а. В состав комплекса входят: 1 - измерительный модуль; 2 – программируемый источник питания Rigol DP832A; 3 - генератор запускающих импульсов Agilent 81104A; 4 - стробоскопический осциллограф DCA-X86100D; 5 – персональный компьютер с программным обеспечением на языке MATLAB. Персональный компьютер является центральным узлом автоматизированного комплекса, а разработанное программное обеспечение позволяет управлять измерительным оборудованием, фиксировать данные измерений и проводить их обработку.

Для измерения переходных характеристик диод устанавливался в измерительный модуль (рис. 1б). Далее значения прямого и обратного токов ДНЗ задавались на двух каналах управляемого источника напряжения (положительной $V+$ и отрицательной $V-$ полярностей) SCPI командами формируемыми программным обеспечением. Схема измерительного модуля представлена на рис. 2в. При закрытом состоянии транзистора VT диод VD оказывается смещен в прямом направлении, и через него протекает прямой ток от источника напряжения $V+$, величина которого ограничивается резистором R1. При открытии транзистора VT запускающим сигналом с генератора импульсов Agilent 81104A напряжение смещения ДНЗ меняется на отрицательное. Ток через ДНЗ при прямом и обратном смещении регистрируется стробоскопическим осциллографом DCA-X86100D с полосой пропускания 20 ГГц и входным сопротивлением 50 Ом. Переходные характеристики ДНЗ в виде набора отсчетов считывались с осциллографа персональным компьютером по интерфейсу LAN Ethernet. Примеры осциллограмм для различных диодов представлены на рис. 2а. Как видно из

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 19-31-27001.

рисунка, разные кристаллы диодов одной модели могут накапливать разный заряд при одинаковом режиме работы. В случае их работы в последовательной сборке для некоторых комбинаций ДНЗ не будет происходить их одновременное переключение, необходимое для эффективного формирования импульсного сигнала.

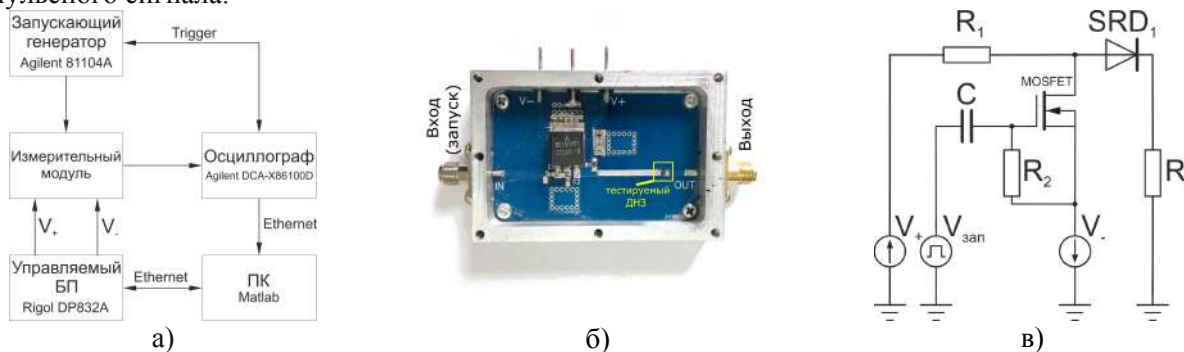


Рис. 1. Блок схема измерительного комплекса (а), фотография (б) и схема (в) измерительного модуля

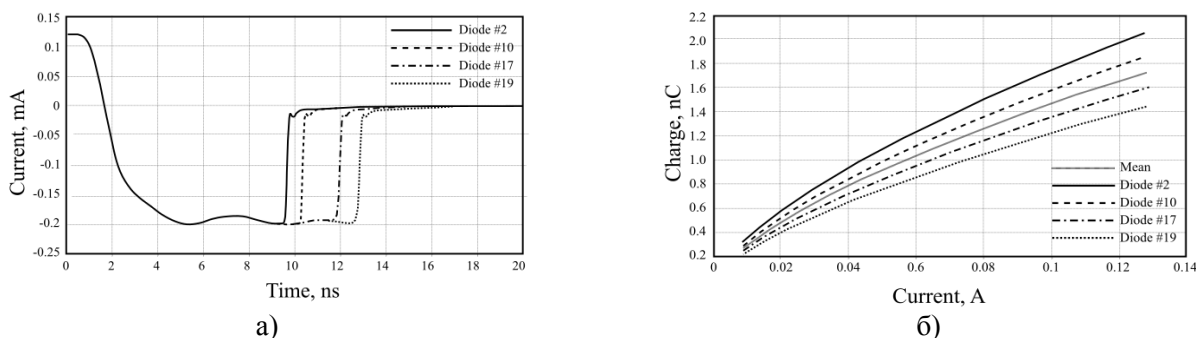


Рис. 2. Переходные характеристики (а) и зависимости накопленного заряда от прямого тока (б) для разных диодов

Накопленный в ДНЗ заряд (Q) рассчитывался как интеграл тока через диод на интервале времени, соответствующему процессу рассасывания (обратный ток). На рис. 2б представлена зависимость величины накопленного заряда от прямого тока через диод. Значение обратного тока при этом для всех измерений было одинаковым. Видно, что величина Q для различных диодов при работе в одном и том же режиме существенно отличается и это отличие увеличивается с ростом прямого тока.

3. Заключение

В настоящей работе были проведены измерения для 80 диодов модели MAVR-044769. Были рассчитаны значения отношения среднеквадратичного отклонения накопленного заряда к его среднему значению. Данная величина практически не меняется для всех тестируемых диодов и лежит в пределах от 9.6% до 9,8 % для широкого диапазона значений прямого тока. Таким образом, для различных режимов генератора СКИ различие в величине накапливаемого заряда в последовательно включенных ДНЗ не превысило 10%. Однако на практике несинхронность переключения диодов в сборке может значительно превысить время переключения диода (120 пикосекунд для MAVR-044769). Таким образом, при разработке генератора СКИ на основе последовательно соединенных ДНЗ требуется предварительное измерение каждого из них и подбор диодов с одинаковыми характеристиками.

Список литературы

1. Bobreshov A.M., Zhabin A.S., Stepkin V.A., Uskov G.K. Ultra-short Pulse Generator with Back Edge Shaper // 2019 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW) (Divnomorskoe, Russia, June 24—28, 2019). — С. 204—208.
2. Lianfeng Zou, Shulabh Gupta, Christophe Caloz A Simple Picosecond Pulse Generator Based on a Pair of Step Recovery Diodes // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2017. Т.27, № 5. С.467—469.
3. Бобрешов А.М., Жабин А.С., Коровченко И.С., Степкин В.А., Усков Г.К. Экспериментальное исследование особенностей переключения диодов с накоплением заряда // Вестник Воронежского государственного университета (Серия: Физика. Математика, № 3, Июль – Сентябрь, 2016). 2016. № 3. С. 13—22.
4. Грехов И.В., Месяц Г.А. Полупроводниковые наносекундные диоды для размыкания больших токов // Успехи физических наук. 2005. Т. 175, № 7. С. 735—744.

Сегнетоэлектрические плёнки с температурностабильными характеристиками для устройств СВЧ

¹ Фирсенков А. И., ^{1,2} Мироненко И. Г., ^{1,2} Иванов А. А., ¹ Велькин Д. В., ² Семёнов А. А.,
² Мельник В. И.

¹ ОАО "Завод Магнетон", ул. Курчатова, 9, 194223, Санкт-Петербург, Россия
secretar@magneton.ru

² Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ"
им. В.И. Ульянова (Ленина)
ул. Профессора Попова, 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия
aai2@yandex.ru

Аннотация: Получены аналитические модели расчета структур на многослойных нанокompозитных сегнетоэлектрических плёнках (МНСЭП), используемые для создания электрически перестраиваемых устройств с температурностабильными параметрами. Исследованы характеристики МНСЭП и параметры варикондов, созданных на их основе. Представлены экспериментальные характеристики фазовращателя отражательного типа с плавной перестройкой фазы, работающего в мм диапазоне длин волн.

1. Введение

Сегнетоэлектрические материалы, которых на сегодняшний момент синтезировано уже более трёхсот, обладают нелинейными свойствами по отношению к управляющему электрическому полю. Из всего их многообразия в СВЧ диапазоне могут быть использованы только сегнетоэлектрики на основе твёрдых растворов $\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$ (BSTO) и SrTiO_3 , диэлектрическая проницаемость которых $\varepsilon \sim 10^3$ и изменяется в два–три раза при подаче внешнего электрического поля напряжённостью $2\div 3$ кВ/мм и имеющих “малые” потери в сверхвысокочастотном диапазоне. Следовательно, замедление электромагнитных волн в такой среде исключительно велико и поэтому они могут быть использованы только в виде сегнетоэлектрических плёнок (СЭП) толщиной порядка одного микрометра, нанесённых на диэлектрическую подложку. На основе таких структур, возможно создание СВЧ управляемых устройств, фазовращателей, антенн, фильтров и т.д. Однако, основным сдерживающим фактором широкого применения СЭП является зависимость ε от температуры и технологические проблемы их изготовления.

2. Теория и эксперимент

Модель зависимости диэлектрической проницаемости BSTO от температуры и напряжённости поля была выбрана в следующем виде (1):

$$\varepsilon(\eta, \xi) = \frac{\varepsilon_{00}(x)}{\left[\left(\xi^2 + \eta^3 \right)^{\frac{1}{2}} + \xi \right]^{\frac{2}{3}} + \left[\left(\xi^2 + \eta^3 \right)^{\frac{1}{2}} - \xi \right]^{\frac{2}{3}} - \eta}, \quad (1)$$

где $x = (0 \dots 1)$ – концентрация бария; $\varepsilon_{00}(x)$, η , ξ – параметры, зависящие от концентрации x , электрического поля, и температуры [1]. Адекватность применяемой модели подтверждена экспериментальными исследованиями. В соответствии с (1) температурный коэффициент диэлектрической проницаемости для разных концентраций x_i имеет противоположные по знаку значения, что даёт при определённом выборе числа слоёв их толщин d_i , создать МНСЭП с температурной стабилизацией эффективной диэлектрической проницаемости $\varepsilon_{\text{эфф}}$ в заданном температурном интервале. Численные результаты расчётов и экспериментальных зависимостей $\varepsilon_{\text{эфф}}$ для планарных (щелевой и сэндвич) конденсаторных структур представлены на рис. 1 [2–4]. Из графиков видно, что МНСЭП в значительной степени выравнивает температурную зависимость $\varepsilon_{\text{эфф}}$. Для получения МНСЭП на диэлектрической подложке был применён метод ионно-плазменного магнетронного распыления из стехиометрических мишеней BSTO с различным содержанием бария [5]. Структуры с МСЭП на частоте 35 ГГц имеют $\text{tg} \delta \approx 0,017$, а изменение $\varepsilon_{\text{эфф}}$ в два раза при напряжённости электрического поля 25 В/мкм.

На основе многощелевых линий, сформированных на МСЭП, был спроектирован и изготовлен фазовращатель (ФВ) СВЧ диапазона, рис. 2а. Экспериментальная ФЧХ представлена на рис. 2б. Вносимые потери на рабочей частоте 30 ГГц не превышают 3,85 дБ.

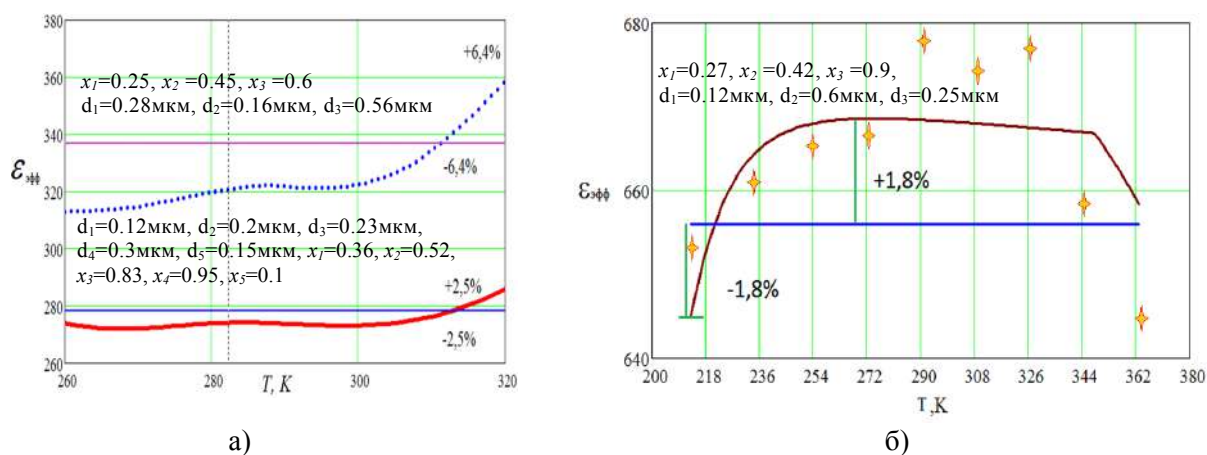


Рис. 1. Зависимости $\epsilon_{\text{эфф}}$ от температуры для различного числа слоёв в МНСЭП их толщин и концентраций бария: а) в планарной щелевой структуре; б) сэндвич структуре, - экспериментальные точки ♦

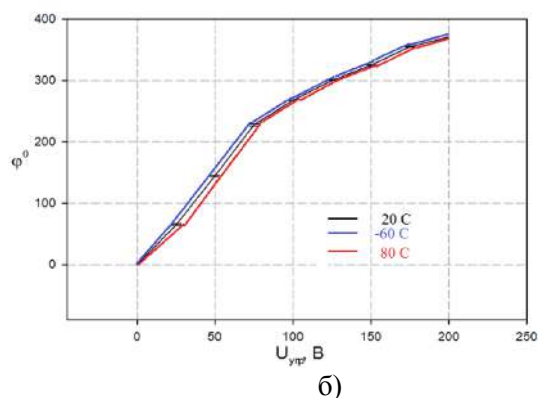


Рис. 2. а) Фотография ФВ; б) зависимость фазового сдвига ФВ от управляющего напряжения для трёх значений температуры

На основе подобных ФВ, возможно построение интегральных ФАР и АФАР работающих в диапазонах СВЧ и КВЧ длин волн.

3. Заключение

Таким образом, плёнки МНСЭП на основе составов BSTO, сформированные на сапфировой подложке, обладают характеристиками, которые могут быть использованы для построения ЭКБ, применяемой в устройствах с электрическим управлением АЧХ и ФЧХ, работающих в широком частотном и температурном диапазонах.

Список литературы

1. Вендик О. Г. Сегнетоэлектрики в технике СВЧ / О. Г.Вендик. – М.: Сов.радио, 1979.
2. Мироненко И.Г., Иванов А.А., Карманенко С.Ф., Семенов А.А., Белявский П.Ю. А.с. 2443042 (РФ). Щелевая линия. Оpubл. в Б.И., 2012.№ 5.
3. Иванов А.А., Мироненко, И.Г., Карманенко С.Ф., Семенов А.А., Назаров И.А., Сегнетоэлектрические пленки и устройства на сверх- и крайне высоких частотах. – СПб. : Элмор, 2007. – 162 с.
4. И.Г. Мироненко, А.А. Иванов, А.А. Семенов, Д.В. Велькин, Щелевая линия на основе нанокompозитных сегнетоэлектрических пленок // Радиотехника. 2012. № 7. С. 117-122.
5. В.М. Балашов, И.Г. Мироненко, А.А. Иванов, А.И. Фирсенков, и др., Технология и диэлектрические свойства многослойных нанокompозитных сегнетоэлектрических плёнок // Вопросы Радиозлектроники сер. РЛТ. 2018. № 1. С.27-34.

Электрофизические свойства композиционных материалов на основе многостенных углеродных нанотрубок для 3D-печати в суб-ТГц диапазоне¹

Бадьин А. В., Дорожкин К. В., Кулешов Г. Е., Геринг М. О., Москаленко В. Д.

Национальный исследовательский Томский государственный университет
г. Томск, пр. Ленина 36, 634050, Российская Федерация
thzlab@mail.ru

Аннотация: В работе представлены результаты исследования электрофизических свойств композиционных материалов на основе акрилонитрилбутадиенстирола, акрилонитрилстиролакрилата и многостенных углеродных нанотрубок. Показана возможность использования данных материалов в аддитивной технологии послойного наплавления для создания элементов техники Суб-ТГц диапазона.

1. Введение

В настоящее время перспективным направлением является освоение Суб-ТГц диапазона частот (100-300 ГГц) и создание новых композиционных материалов, активно взаимодействующих с электромагнитным излучением в данной частотной области. Использование композитов на основе диэлектрической матрицы и различных комбинаций наполнителей находит широкое применение в области радиоэлектроники, в производстве сложных конструкций элементов техники с использованием 3D технологий [1, 2]. Для изготовления матрицы применяют различные химические полимеры: лаки, смолы, пластик, в том числе акрилонитрилбутадиенстирол (АБС), акрилонитрилстиролакрилат (АСА). В качестве наполнителя преимущественно используются углеродные наноструктуры: одностенные и многостенные углеродные нанотрубки (МУНТ) [3-5], углерод луковичной структуры, нанохорны, графен. Подбор оптимального соотношения между компонентами матрицы и наполнителя позволяет получить композиционные материалы с уникальными свойствами: магнитными, диэлектрическими, механическими [6, 7].

2. Методика измерения и результаты

Для исследования частотной зависимости диэлектрической проницаемости использовались матрицы на основе ABS и ASA с добавлением 2% МУНТ и контрольные образцы исходного ABS и ASA. Для изготовления филаментной нити выбирались различные комбинации полимерной матрицы (ABS или ASA пластика) и наполнителей. В качестве наполнителей использовались МУНТ со средним диаметром 18,6 нм (МУНТ-3), количество слоев составляет 12-14. Изготовление образцов производилось при помощи аддитивной технологии послойного наплавления FDM (fused deposition modeling). С использованием квазиоптического спектрометра СТД-21 измерены коэффициенты прохода и сдвига фаз, из которых были рассчитана комплексная диэлектрическая проницаемость.

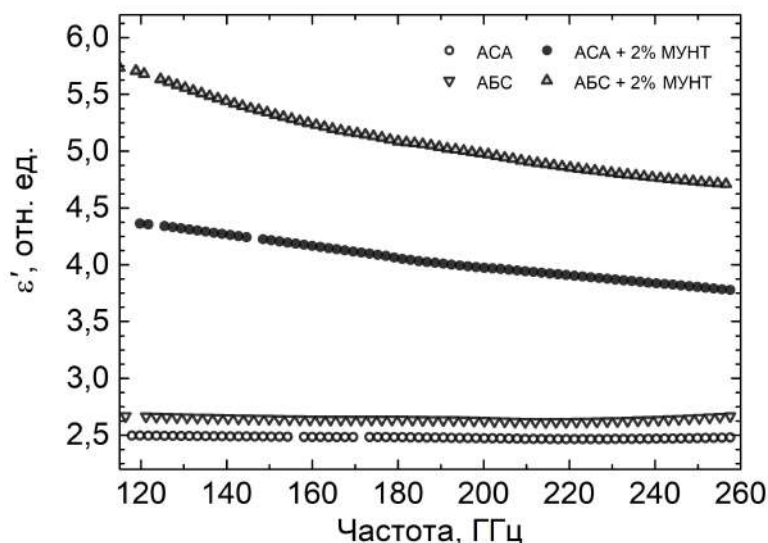


Рис. 1. Частотные зависимости действительной части диэлектрической проницаемости материалов на основе АБС, АСА и 2 % МУНТ

¹ Исследование проведено при поддержке гранта РФФИ 18-32-00810 мол_а.

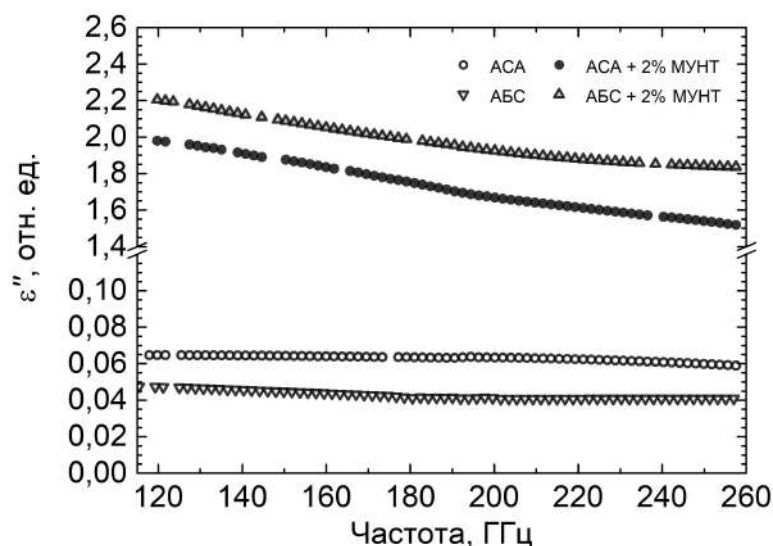


Рис 2. Частотные зависимости мнимой части диэлектрической проницаемости материалов на основе АБС, АСА и 2% МУНТ

В качестве источника излучения использовался генератор на основе лампы обратной волны QS-1500 № 9123. Средняя выходная мощность источника составляет 25 мВт. В качестве приемника выступал оптоакустический преобразователь (ячейка Голея).

На Рис. 1-2 представлены зависимости действительной и мнимой частей комплексной диэлектрической проницаемости от частоты падающего электромагнитного излучения в диапазоне частот 115-258 ГГц. Как видно из графиков, добавление 2 масс. % многостенных углеродных нанотрубок в состав наполнителя позволяет добиться значительно увеличения диэлектрической проницаемости материала: действительную часть в 2 раза, мнимую часть в 38-40 раз. Сравнение производилось со значениями измеренных образцов АБС и АСА, полученными в рамках исследования диэлектрических матриц в работе [8].

3. Заключение

Представлены результаты исследования экспериментальных образцов композитов, изготовленных с использованием аддитивной технологии. Приводится сравнение параметров контрольных образцов чистых пластиков АБС и АСА с композитами, полученными путем введения углеродных нанотрубок. Показано влияние добавления МУНТ к АБС и АСА на увеличение действительной и мнимой части комплексной диэлектрической проницаемости материала. Показана возможность использования данного материала в коммерческих 3D-принтерах, основанных на методе послойного наплавления. Данный материал будет полезен при создании элементов Суб-ТГц диапазона.

Исследование выполнено при поддержке совета по грантам Президента РФ для государственной поддержки молодых российских ученых № МК-1709.2020.8.

Список литературы

1. Ngo T. et al. Additive manufacturing (3D printing): A review of materials, methods, applications and challenges // *Composites Part B-engineering*. 2018. Vol. 143, P. 172-196.
2. Glazyrin A. et al. Electrically Conductive polymer materials for 3D printing // *Bulletin of Bashkir University*. 2016. Vol. 21, № 1. P. 81-85.
3. J.-B. Kim Broadband radar absorbing structures of carbon nanocomposites // *Adv. Comp. Mat.* 2012. Vol. 21, № 4. P. 333-344.
4. O. Sedelnikova et al. Iron-filled multi-walled carbon nanotubes for terahertz applications: effects of interfacial polarization, screening and anisotropy // *Key Engineering Materials*. March 2018. Vol. 29, № 17. P. 174003-1-174003-9
5. H. Tran et al. Characterization of Novel Magnetically Loaded Flocked Carbon Fiber Microwave Absorber // *IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal Integrity and Power Integrity (EMC, SI & PI)*. Aug. 2018. P. 41-46
6. Sezer H.K., Eren O. FDM 3D printing of MWCNT re-inforced ABS nano-composite parts with enhanced mechanical and electrical properties // *J. Manuf. Process*. 2019. Vol. 37, № July 2018. P. 339-347.
7. Zlobina I. V., bekrenev N. V., and Pavlov S. P. Study of the strength of 3D printing objects modified in the microwave electromagnetic field, reinforced with a carbon fiber composite // *Bulletin of the South Ural state University. Series: Mechanical Engineering*. 2017. Vol. 17, № 4. P. 70-81.
8. Zhakupov S.N., Badin A. V., Dorozhkin K. V. Electromagnetic characteristics of polymer dielectric matrixes obtained by additive technology at THz frequency range // *IOP Conf. Ser. Mater. Sci. Eng.* 2019. Vol. 511, № 1.

Исследование мультиферроидной структуры магнитоэлектрических СВЧ устройств¹

¹ Никитин А. О., ² Хаванова М. А., ² Петров Р. В.

¹ АО «ОКБ-Планета»

ул. Большая Московская, 13А, Великий Новгород, 173004, Российская Федерация

² Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого

г. Великий Новгород, 173003, Российская Федерация

Аннотация: Представлены результаты исследования полного спектра собственных волн многослойной мультиферроидной структуры на основе полученного дисперсионного выражения для четырехслойной структуры, включающей в себя сегнетоэлектрическую и ферритовую фазы. Показано поведение исследуемой структуры в неоднородных электрических и магнитных полях. Исследовано влияние на полный спектр собственных волн промежуточных слоев, связывающих ферритовую и сегнетоэлектрическую компоненты структуры.

1. Введение

Композитные структуры, содержащие ферритовые и сегнетоэлектрические компоненты, вызывают огромный интерес, т.к. на их основе стало возможным проектирование нового класса сверхвысокочастотных (СВЧ) устройств с возможностью как магнитной, так и сравнительно быстрой электрической перестройкой. Для случая слоистых мультиферроидных структур (МФС) комбинация сегнетоэлектрических и ферритовых материалов позволяет реализовывать электронную перестройку за счет различных эффектов. Один из них – это магнитоэлектрический эффект (МЭ), который проявляется в индуцировании электрической поляризации под действием магнитного поля, или наоборот, индуцировании намагниченности под действием электрического поля. В последнем случае мы имеем дело с обратным МЭ-эффектом, который в СВЧ диапазоне, в области ферромагнитного резонанса (ФМР) и определяет практический интерес. Тип устройств, в которых в качестве активного элемента выступает магнитоэлектрический композиционный материал принято считать магнитоэлектрическими [1]. Изучению СВЧ устройств на данном эффекте посвящено ряд работ: приемная микрополосковая антенна [2,3] фильтр-преселектор [4,5], аттенюатор [6], фазовращатель [7], гиратор [8].

Данная работа посвящена исследованию полного спектра собственных волн многослойной структуры феррит-сегнетоэлектрик, являющейся неотъемлемой частью любого МЭ СВЧ устройства на основе полученного дисперсионного уравнения.

2. Полный спектр собственных волн МФС

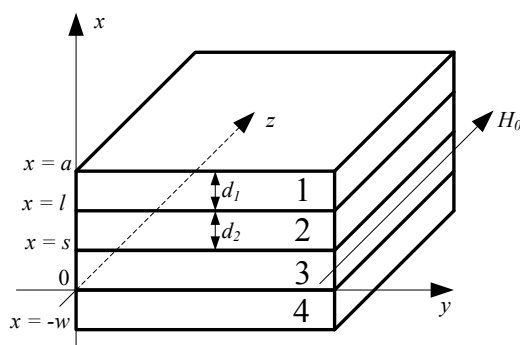


Рис. 1. Исследуемая структура

Была рассмотрена четырехслойная структура (Рис.1), состоящая из диэлектрических слоев (слои 1, 2 и 4) и ферритового слоя (слой 3), намагниченного до насыщения касательным однородным магнитным полем H_0 . Ферритовая пластина характеризуется тензором магнитной проницаемости $\vec{\mu}_3$ вида:

$$\vec{\mu}_3 = \mu_0 \begin{vmatrix} \mu & i\nu & 0 \\ -i\nu & \mu & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}, \quad \mu = 1 + \omega_M \omega_H / (\omega_H^2 - \omega^2), \quad \nu = \omega_M \omega / (\omega_H^2 - \omega^2). \quad (1)$$

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-58-18001 Болг_а.

Задача нахождения дисперсионного уравнения собственных волн исследуемой структуры осуществлялась на основе решения системы уравнений, составленной по уравнениям Максвелла для комплексных амплитуд в каждой из сред. Граничные условия представляли собой условия непрерывности тангенциальных компонент электрического и магнитного полей на границах слоев и условия наличия проводящих плоскостей сверху и снизу исследуемой структуры. Далее, в полученное уравнение спектра собственных волн были введены зависимости от приложенного электрического поля для диэлектрической проницаемости сегнетоэлектрического слоя (через модель мультиполяризационного механизма) и магнитной проницаемости ферритового слоя (через МЭ эффект).

На основе полученного выражения методом численного эксперимента был получен полный спектр собственных волн структуры металл-сегнетоэлектрик-феррит-диэлектрик-металл (толщина слоя 2 принята нулевой). Были исследованы зависимости спектра от величин внешних постоянных электрических и магнитных полей (Рис.2.).

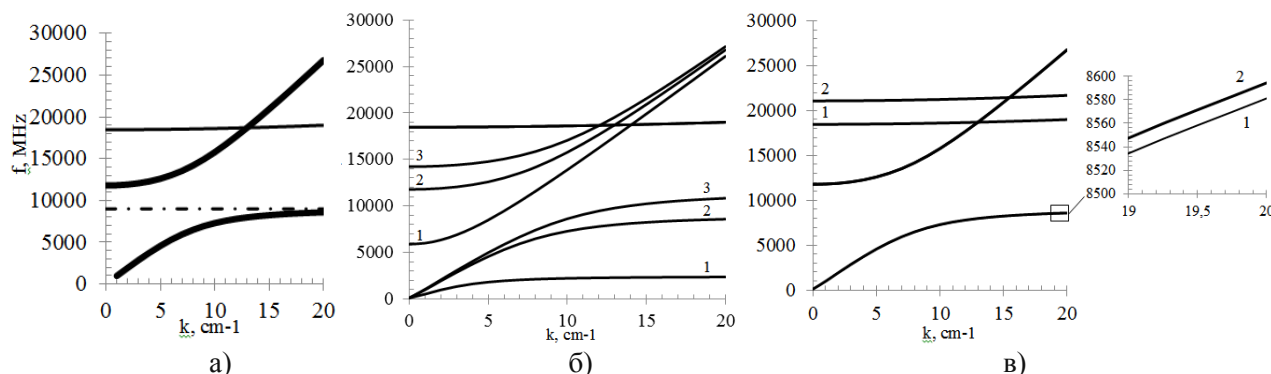


Рис. 2. Спектр собственных волн: а) исходный; б) поведение в неоднородном магнитном поле H_{e0} 1 – 2022 Э, 2 – 4126 Э, 3 – 5000 Э; в) поведение в неоднородном электрическом поле E 1 – 0 кВ/см, 2 – 40 кВ/см

Как видно из рис. 2., спектр собственных волн слоистой МФС включает в себя дисперсионные ветви магнитостатических волн, имеющих место в ферритовом слое (на рис.2а выделены жирным) определяющие зависимость от магнитного поля H_{e0} , и электромагнитных волн в диэлектрических слоях.

3. Заключение

Таким образом, на основе уравнений Максвелла получено выражение для полного спектра собственных волн слоистой МФС, которое в полной мере способно описать поведение структуры в неоднородных электрических и магнитных полях. Данное выражение может быть использовано для широкого круга задач, связанных с исследованием мультиферроидных слоистых структур, нахождения областей, в которых эффект от прикладываемых электрического и магнитного полей максимален. Так же оно позволяет осуществлять исследования, связанные с влиянием клеящих слоев между сегнетоэлектриком и ферритом. Перспективным является использование выражения для изучения возможности интеграции искусственных диэлектриков в мультиферроидные структуры.

Список литературы

1. Бичурин М.И., Петров В.М., Филиппов Д.А., Сринивасан Г., Магнитоэлектрический эффект в композиционных материалах. Великий Новгород.: НовГУ им. Ярослава Мудрого. 2005. - 226 с.
2. Петров Р.В., Сринивасан Г. Проектирование магнитоэлектрической фазированной антенной решётки // Вестн. Новг. гос. ун-та. Сер.: Техн. науки. 2009. № 50, стр. 61-65.
3. Petrov R.V., Tatarenko A.S., Srinivasan G., Mantese J.V. Antenna miniaturization with ferrite-ferroelectric composites // Mic. Opt. Tech. Lett., 50, 2008, p.3155-3157.
4. Воробьев Ю.Д., Петров Р.В., Бичурин М.И. Исследование полосно-пропускающих магнитоэлектрических фильтров Великий Новгород.: НовГУ им. Ярослава Мудрого. – 2001. - 130 с.
5. Tatarenko A.S., Gheevarghese V., Srinivasan G. Magnetolectric microwave bandpass filter // Electronics Lett., 2006. 42, 540
6. Tatarenko A.S., Srinivasan G., Filippov D.A. Magnetolectric microwave attenuator // Electronics Lett., 2007. 43, 674.
7. Tatarenko A.S., Srinivasan G., and Bichurin M.I. Magnetolectric microwave phase shifter // Appl. Phys. Lett. 88, 183507 (2006).
8. Бичурин М.И., Петров Р.В., Соловьев И.Н., Соловьев А.Н., Коваленко Д.В. Исследование магнитоэлектрического СВЧ гиратора // Современные проблемы науки и образования. – 2012. – № 2

Моделирование сплит-кольцевого резонатора с разными видами связи¹

Лобекин В.Н., Татаренко А.С., Лаврова И.Г., Бичурин М.И.
Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого
slavalobekin@gmail.com

Аннотация: В данной статье представлены две конструкции сплит-кольцевых резонаторов с разными видами связи. Первое устройство на основе метаматериалов состоит из микрополосковой линии передачи и четырех сплит-кольцевых резонаторов. Второе устройство на основе метаматериалов состоит из питающей линии передачи, расположенной с обратной стороны устройства, резонатора и заземленной рамки. Проведено компьютерное моделирование конструкций метаматериалов в программе ANSYS HFSS. В результате моделирования получены амплитудно-частотные характеристики.

1. Введение

Изучению метаматериалов, относящихся к искусственным материалам, посвящено много работ. Метаматериалы обладают уникальными и необычными свойствами, которых нет в природе, такими как, отрицательная диэлектрическая проницаемость ($\epsilon < 0$) и отрицательная магнитная проницаемость ($\mu < 0$) [1-2]. Основой конструкции метаматериалов являются субволновые резонаторы различных форм, в частности, сплит-кольцевые резонаторы (SRR) могут обеспечивать требуемые значения магнитной и диэлектрической проницаемости. В ранних работах, пассивная часть СВЧ устройств была выполнена на основе полосковых линий передачи (микрополосковых, копланарных, щелевых). В данной статье предлагается вместо пассивной структуры использовать метаструктуру на основе сплит-кольцевого резонатора с разными видами связи.

2. Конструкции метаматериалов

На рис. 1 представлена метаструктура на основе четырех сплит-кольцевых резонаторов, обладающих высоким резонансом на своей собственной частоте. Конструкция выполнена на подложке керамического ламината Dugoid 6010.2LM размерами 30x24 мм и толщиной 1,90 мм, с относительной диэлектрической проницаемостью 10,2 и тангенсом угла диэлектрических потерь 0,0023. Микрополосковая линия передачи является элементом возбуждения с волновым сопротивлением 50 Ом, сплит-кольцевой резонатор и заземление выполнено из меди с толщиной металлизации 0,009 мм. Размеры сплит-кольцевых резонаторов также представлены на рис. 1.

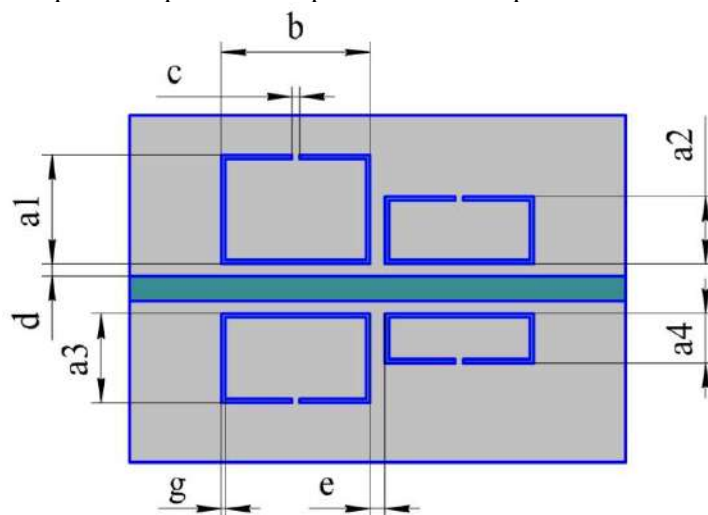


Рис. 1. Конструкция метаструктуры на основе сплит-кольцевых резонаторов: $a_1 = 8$ мм, $a_2 = 6$ мм, $a_3 = 4,5$ мм, $a_4 = 3$ мм, $b = 7$ мм, $c = 0,15$ мм, $d = 0,65$ мм, $e = 2$ мм, $g = 0,2$ мм

На рис. 2 представлена структура, состоящая из сплит-кольцевого резонатора, заземленной рамки и питающей линии передачи. Конструкция выполнена на подложке стеклотекстолита FR4 размерами 20x20 мм и толщиной 1,60 мм, с относительной диэлектрической проницаемостью 4,6 и тангенсом угла диэлектрических потерь 0,0023. Микрополосковая линия передачи, нанесенная на противополо-

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 18-07-00485 А.

ложную часть подложки, является элементом возбуждения с волновым сопротивлением 50 Ом, сплит-кольцевой резонатор и заземление выполнено из меди с толщиной металлизации 0,009 мм. Размеры также представлены на рис. 2.

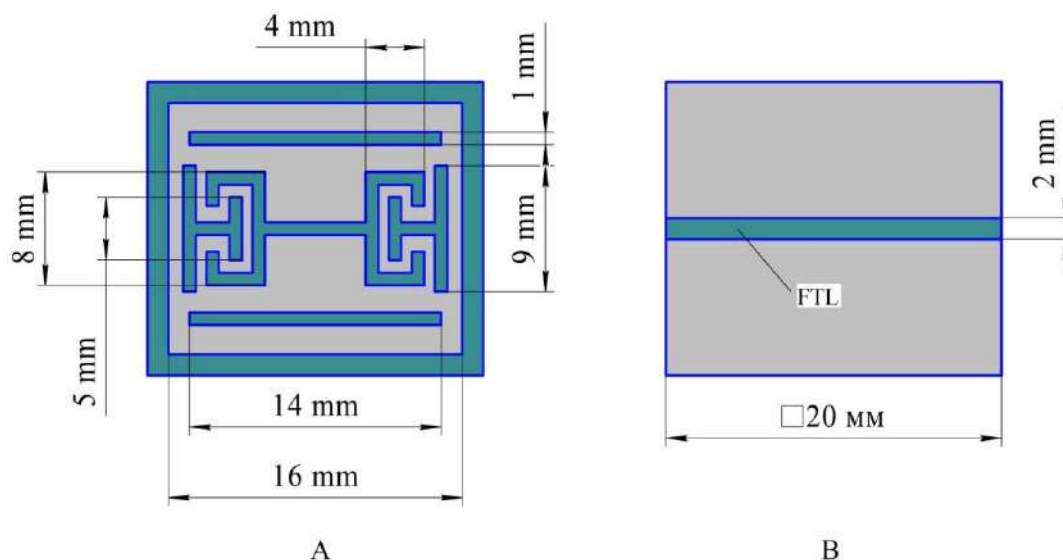


Рис. 2. А) Конструкция метаструктуры на основе сплит-кольцевого резонатора; В) Обратная сторона конструкции с FTL

3. Компьютерное моделирование метаструктуры

Компьютерное моделирование осуществлялось в пакете программ ANSYS HFSS. Инструмент для трехмерного электромагнитного моделирования и разработки высокочастотных радиоэлектронных и антенных устройств использует новейшие алгоритмы и методы электродинамического расчета. Пользователю предоставляется возможность выбора, какой метод расчета следует использовать в той или иной задаче электромагнитного моделирования. Каждая из вычислительных технологий ANSYS HFSS основана на мощном автоматизированном вычислительном процессе, в котором пользователю требуется задать геометрию, свойства материалов и способ представления результатов. На основе этих данных HFSS автоматически формирует соответствующую сетку разбиения объекта для выполнения быстрого и точного расчета, основанного на методе конечных элементов. В результате моделирования, получены амплитудно-частотные характеристики метаструктур.

4. Заключение

В статье рассмотрены структуры метаматериалов на основе сплит-кольцевых резонаторов с разными видами связи: с микрополосковой линией передачи и питающей линией передачи. Проведено компьютерное моделирование структур метаматериалов, получены амплитудно-частотные характеристики (S - параметры). Кроме того, эти структуры можно перевести в магнитоэлектрическое (МЭ) исполнение и использовать для исследования МЭ метаматериалов.

Список литературы

1. Withayachumnankul W. et al., Compact electric-LC resonators for metamaterials // Optics Express, vol. 18, 2010, pp. 25912-25921.
2. Sunbeam Islam S. et al., A new direct retrieval method of refractive index for the metamaterial // Current Science, vol. 109, 2015, pp. 337-342.

Модификация локальной структуры и свойств цинкзамещённых гексагональных ферритов бария для микроволновых устройств при магнитоимпульсной обработке

¹ Шипко М. Н., ^{2*} Коровушкин В. В., ³ Степович М. А., ^{2**} Труханов А. В.,
^{2***} Савченко Е.С.

¹ Ивановский государственный энергетический университет им. В.И. Ленина, ул. Рабфаковская, 34, Иваново, 153003, Россия, michael-1946@mail.ru

² Национальный исследовательский технологический университет «МИСиС», Ленинский проспект, 4, Москва, 119049, Россия, *krvsh@mail.ru, **truhanov86@mail.ru, ***savchenkoelena@ya.ru

³ Калужский государственный университет им. К.Э. Циолковского, ул. Степана Разина, 26, Калуга, 248023, Россия, m.stepovich@rambler.ru

Аннотация: Исследовано влияние магнитоимпульсной обработки на локальную структуру и магнитные свойства замещённого феррита $\text{BaFe}_{12-x}\text{Zn}_x\text{O}_{19}$, где $0,25 > x \geq 0$. Установлено перераспределение ионов железа и цинка при магнитоимпульсной обработке, что способствует снижению локальных напряжений, уменьшению коэрцитивной силы, изменению углов косвенных обменных связей и расстояний между магнитоактивными ионами внутри шпинельного блока. Такие изменения обеспечивают возможность использования таких ферритов в приборах, работающих на миллиметровых длинах волн.

1. Введение

Интерес к изучению керамических гексагональных ферритов бария с частичным замещением ионов железа ионами Al^{3+} , In^{3+} , Sc^{3+} , Zn^{2+} , Mg^{2+} и другими связан с возможностью их применения в микроволновых устройствах. По сравнению с монокристаллическими аналогами, ферриты, полученные керамическим методом, обладают более высокой технологичностью их изготовления, более широкими возможностями изменения их состава и, как следствие, уровня модификации параметров СВЧ устройств [1, 2]. Более того, такие материалы позволяют варьировать характер распределения дефектов и ионов заместителей в кристаллической решётке феррита в результате использования современных физико-химических воздействий, обеспечивающих изменение полей магнитной кристаллографической анизотропии, а в результате и диапазона их резонансных частот [3-5]. Такой эффект наиболее ярко выражен для ферритов с неизоморфным замещением ионов железа двухвалентными или четырёхвалентными слабомагнитными или диамагнитными ионами.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

В настоящей работе исследовано влияние магнитоимпульсной обработки на локальную структуру и магнитные свойства замещённого феррита $\text{BaFe}_{12-x}\text{Zn}_x\text{O}_{19}$, где $0,25 > x \geq 0$. Ранее было установлено, что такая обработка ускоряет процессы перестройки структуры феррита, снижает суммарный объём межкристаллитных и поверхностных пор, обеспечивает релаксацию локальных перенапряжений, влияющих на коэрцитивную силу, магнитную проницаемость и электрические свойства ферритов.

Исследованные образцы получены керамическим методом. По данным рентгеноструктурного анализа, они имеют структуру гексагонального феррита бария. Такая структура сохраняется и после магнитоимпульсной обработки, которая осуществлялась магнитными импульсами амплитудой 100 Э. Длительность импульсов составляла (0,1-0,2) с, а длительность паузы между импульсами – (1-2) с. Распределение ионов Fe^{3+} по кристаллографическим позициям элементарной ячейки ферритов до и после их обработки изучали методом мёссбауэровской спектроскопии. Определение магнитных свойств осуществляли с использованием стандартной методики на вибрационном магнитометре VSM 250 в магнитном поле 20 кЭ.

3. Результаты исследований

Наиболее заметные изменения магнитных свойств и параметров мёссбауэровских спектров образцов после магнитоимпульсной обработки было обнаружено для феррита, имеющего состав $\text{BaFe}_{11,75}\text{Zn}_{0,25}\text{O}_{19}$. Такой феррит характеризуется более высокими, чем исходный феррит $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$, параметрами кристаллической решётки a и c , более низкими значениями точки Кюри и удельной намагниченности насыщения. После его магнитоимпульсной обработки наиболее заметное измене-

ние наблюдается для коэрцитивной силы H_c и остаточной намагниченности. Такие изменения коррелируют с уменьшением квадрупольного сдвига и повышением интегральной интенсивности секстиплета от подрешётки 12k и её уменьшением для тетраэдрической подрешётки 2a. Кроме того, наблюдается появление дополнительного секстиплета, изомерный и квадрупольный сдвиги которого указывают на то, что он вызван ионами Fe^{4+} . Полученные данные можно связать с изменением характера локализации ионов Zn^{2+} и кислородных вакансий в структуре феррита после его магнитоимпульсной обработки. Особенности сверхтонкой структуры ЯГР-спектров указывают на преимущественную локализацию ионов Zn^{2+} в октаэдрической координации 12k необработанного феррита. После его обработки можно утверждать о частичной локализации ионов Zn^{2+} в тетраэдрической координации шпинельного блока элементарной ячейки феррита. На это указывает не только понижение интенсивности секстиплета 12k, но и понижение квадрупольного расщепления для секстиплетов от ионов Fe^{3+} , расположенных в ближайших к подрешётке 12k полиэдрах. Такой эффект возможен либо в результате дополнительных смещений ионов Fe^{3+} или кислорода из положений равновесия, или упорядочения кислородных вакансий. Принимая во внимание ионные радиусы цинка и железа, наблюдаемый эффект в большей степени связан с локализацией ионов Zn^{2+} в тетраэдрической подрешётке и появлением в его ближайшем окружении ионов Fe^{4+} .

4. Заключение

Наблюдаемое перераспределение ионов железа и цинка при магнитоимпульсной обработке способствует снижению локальных напряжений, уменьшению коэрцитивной силы, изменению углов косвенных обменных связей и расстояний между магнитоактивными ионами внутри шпинельного блока. Такие изменения обеспечивают возможность использования таких ферритов в приборах, работающих на миллиметровых длинах волн.

Исследования проведены при частичной финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 19-03-00271), РФФИ и правительства Ивановской области (проект № 18-43-370012), а также РФФИ и правительства Калужской области (проект № 18-41-400001).

Список литературы

1. Tokunaga Y., Kaneko Y., Okuyama D., Ishiwata S., Arima T., Wakimoto S., Kakurai K., Taguchi Y., and Tokura Y. Multiferroic *M*-type Hexaferrites with a Room-Temperature Conical State and Magnetically Controllable Spin Helicity // *Phys. Rev. Lett.* 2010. Vol. 105. Issue 25. 257201 (5 pp.).
2. Костишин В.Г., Панина Л.В., Кожитов Л.В., Тимофеев А.В., Зюзин А.К., Ковалев А.Н. О возможности синтеза гексагональной ферритовой керамики $BaFe_{12}O_{19}$, $SrFe_{12}O_{19}$, $PbFe_{12}O_{19}$ с мультиферроидными свойствами // *Журнал технической физики*. 2015. Т. 85. № 8. С. 85-90.
3. Shipko M.N., Kostishyn V.G., Korovushkin V.V., Isaev I.M., Stepovich M.A., Tikhonov A.I., Savchenko E.S. Magnetic properties and local parameters of crystal structure for $BaFe_{12}O_{19}$ and $SrFe_{12}O_{19}$ hexagonal ferrites // *Journal of Nano- and Electronic Physics*. 2016. Vol. 8. No. 3. 03004 (4 pp.).
4. Шипко М.Н., Коровушкин В.В., Костишин В.Г., Исаев И.М., Степович М.А., Савченко Е.С. Влияние магнитоимпульсной обработки на структуру и магнитные свойства ферритов // *Известия РАН. Серия физическая*. 2018. Т. 82. № 2. С. 232-236.
5. Shipko M.N., Korovushkin V.V., Kostishyn V.G., Isaev I.M., Stepovich M.A., and Savchenko E.S. Effect of Magnetic Pulse Processing on the Structure and Magnetic Properties of Ferrites // *Bulletin of the Russian Academy of Sciences: Physics*. 2018. Vol. 82. No. 2. Pp. 203-207.

Градиентный метод расчёта электродинамических направляющих структур с шероховатыми экранирующими поверхностями

Бирюков В.В., Лобин С.Г.

ФГБОУ ВО «Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева»
г. Нижний Новгород, ул. Минина, 24, 603950, Российская Федерация
birukovvv@mail.ru, s.lobin@live.ru

Аннотация: В данной работе развивается градиентный метод расчёта электродинамических направляющих структур с шероховатыми проводящими поверхностями. Представлено краткое теоретическое описание этого метода и показаны результаты расчетов.

1. Введение

Известно, что на характеристики направляющих структур существенное влияние оказывает качество обработки экранирующих поверхностей. При этом по мере повышения частоты требования к качеству обработки этих поверхностей возрастают и становятся соизмеримыми с технологическими возможностями. В связи с этим постоянно растёт интерес к изучению влияния шероховатости поверхности на распространение волн в экранированных структурах с учетом конечной проводимости металла [1-3]. Как правило, описание моделей шероховатых поверхностей проводников производят, представляя профили шероховатостей в виде простых геометрических фигур [4,5]. В некоторых моделях для упрощения анализа эти фигуры располагают периодически. Оценка потерь из-за шероховатостей часто сводится к вычислению поправочных коэффициентов. В данной работе предлагается модификация градиентного метода для определения влияния шероховатости поверхности на затухание волн в экранированных структурах.

2. Метод расчёта

Любую шероховатую поверхность можно разбить на слои, приняв за начало разбиения линию, проходящую через точку максимальной глубины впадины профиля, и сделав последним слоем разбиения слой, включающий в себя точку максимальной высоты пика профиля (рис. 1). При этом эффективная проводимость каждого получившегося слоя будет находиться в интервале от проводимости металла до проводимости воздуха, изменяясь от перового слоя к N-ому. Характер изменения эффективной проводимости от слоя к слою определяется профилем распределения шероховатостей.

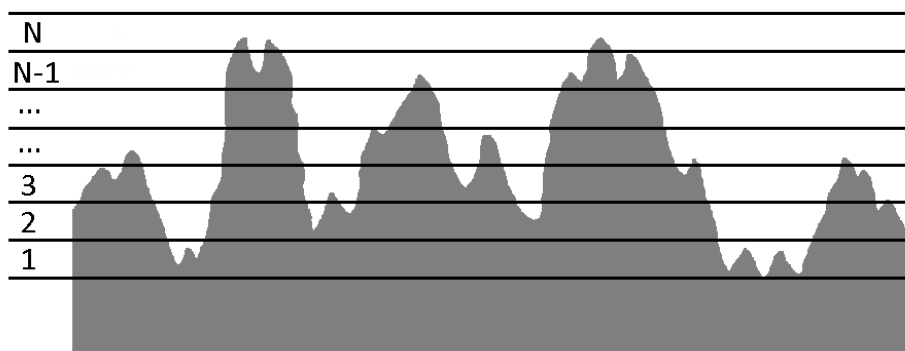


Рис. 1. Разбиение шероховатой поверхности на слои

Исследование отражения электромагнитной волны от рассматриваемой шероховатой поверхности проводится методом ориентированных графов, который позволяет учесть многократные отражения волны от границ каждого слоя. Сначала записываются выражения для коэффициентов отражения и прохождения в соответствии с формулами Френеля, после чего строятся матрицы рассеяния и матрицы прохождения для каждого полученного при разбиении слоя. Матрица передачи всей многослойной структуры равна произведению отдельных матриц передачи. Соответствующая ей матрица рассеяния даёт коэффициент отражения волны от рассматриваемой структуры, что позволяет найти экви-

валентную проводимость рассматриваемой шероховатой поверхности, то есть проводимость идеально гладкой поверхности, имеющей такой же коэффициент отражения, как и шероховатая поверхность. Такое определение эквивалентной проводимости основано на концепции парциальных волн Бриллюэна и представляется наиболее адекватным для экранированных направляющих структур.

В случае направляющих электродинамических структур материал экранирующих поверхностей имеет высокую удельную проводимость, что позволяет получить приближённое аналитическое выражение для эквивалентной удельной проводимости:

$$\sigma_{\text{экв}} = \frac{4 \cdot \omega \cdot \epsilon_0}{1 - \sqrt{1 - 4(1 - |S_{1,1}|)^2}}.$$

Полученную таким образом эквивалентную проводимость можно либо подставить в известные выражения для вычисления потерь в волноводах, либо использовать при моделировании структур в различных пакетах САПР.

На рис.2 в качестве примера представлен результат расчёта с использованием предложенной методики потерь в прямоугольном волноводе сечением 1,1 x 0,55 мм при шероховатостях экранирующих поверхностей 1 мкм и 0,1 мкм. Полученные значения потерь близки к значениям, полученным при расчетах такого волновода другими методами.

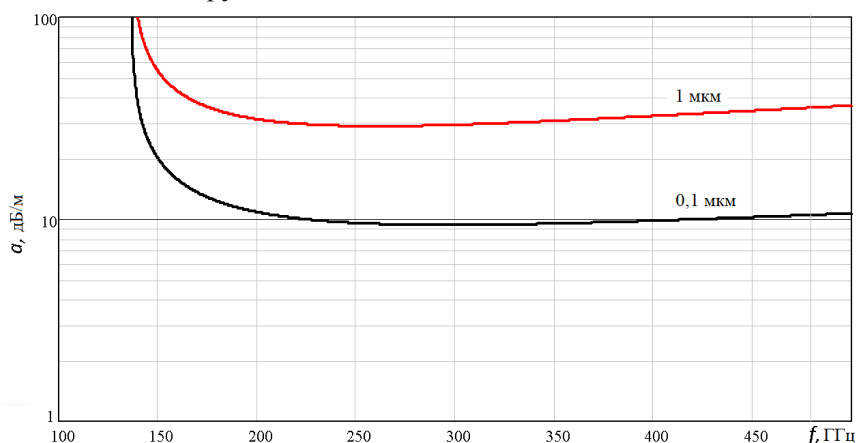


Рис. 2. Зависимость от частоты погонных потерь прямоугольного волновода сечения 1,1 x 0,55 мм с шероховатыми стенками, высоты неровностей составляют 1 мкм и 0,1 мкм.

3. Заключение

Предложена методика расчёта погонных потерь электродинамических направляющих структур с шероховатыми экранирующими поверхностями, основанная на концепции парциальных волн Бриллюэна. С помощью разработанной методики получено простое выражение для эквивалентной проводимости шероховатой поверхности. Приведены примеры результатов расчёта погонных потерь прямоугольного экранированного волновода.

Список литературы

1. R. Ding, L. Tsang, and H. Braunsch, "Random rough surface effects in waveguides using mode matching technique and the method of moments," IEEE Trans. Adv. Packag., accepted, May 2011.
2. V. Biryukov, V. Grachev, E. Karakozova1, S. Lobin, V. Shcherbakov, "Estimation of losses per unit length in a rectangular waveguide with rough screening surfaces based on the concept of partial waves", ITM Web Conf., Vol. 30, 29th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2019), 2019.
3. G. Gold and K. Helmreich, K. Lomakin, "analytical waveguide model precisely predicting loss and delay including surface roughness" IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol.66, 2018, pp 2649 – 2662.
4. P. G. Huray et al., "Fundamentals of a 3-D 'snowball' model for surface roughness power losses," in Proc. IEEE Workshop Signal Propag. Interconnects, Genova, Italy, May 2007, pp. 121–124. O. Kashurkin, "Measurements and simulation of conductor-related loss of PCB transmission lines", Missouri University of Science and Technology, 2016
5. E. Hammerstad and O. Jensen, "Accurate models for microstrip computer-aided design," in IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., Washington, DC, USA, May 1980, pp. 407–409.

Клеевая технология композиционных магнитоэлектрических структур¹

¹ Иванов С.Н., ² Семенов Г.А., ² Леонтьев В.С., ² Коваленко Д.В., ² Федоров И.А.

¹ ОАО «ОКБ-Планета»

ул. Федоровский ручей, 2/13, Великий Новгород, 173004, Российская Федерация

IvanovSN@okbplaneta.ru

² Новгородский Государственный Университет им. Ярослава Мудрого

ул. Большая Санкт-Петербургская, д. 41, Великий Новгород, 173003, Российская Федерация

Gennady.Semenov@novsu.ru

Аннотация: Проведен обзор клеевой технологии изготовления магнитоэлектрических (МЭ) структур. Представлены результаты работ по отработке оптимальной клеевой технологии изготовления МЭ объемных структур. Исследовано влияние внешних факторов на характеристики МЭ структур и МЭ приборов на их основе.

1. Введение

На протяжении многих лет ведущие мировые коллективы ученых, проводя научные исследования магнитоэлектрического эффекта в композиционных слоистых структурах, пользовались технологией склеивания (клеевой технологией) для формирования композиционных магнитоэлектрических структур (МЭ структур) [1].

Считалось, что применение клеевой технологии за счет ее явных преимуществ возможно лишь на этапах проведения научно-исследовательских работ по созданию МЭ структур и приборов, работающих на основе магнитоэлектрического эффекта (МЭ приборов) [2]. При переходе от макетных образцов МЭ приборов к опытным образцам, изготавливаемым в условиях промышленного производства, разработчики сталкивались с проблемами отсутствия повторяемости параметров МЭ приборов, низкого процента выхода годных и возникновения внезапных отказов. В подавляющем большинстве случаев это было связано с недостатками используемой клеевой технологии: характеристики клеев могли ухудшаться со временем и сильно зависеть от атмосферного воздействия.

Поэтому при обсуждении вопросов технологической подготовки производства МЭ структур и МЭ приборов на их основе, разработчиками прорабатываются и другие промышленные варианты технологии их изготовления. Таким образом, выбор оптимальной технологии формирования МЭ структур представляет интерес для промышленного производства и остается актуальной проблемой в настоящее время [3].

2. Клеевая технология МЭ структур

Появление на технологическом рынке новых инновационных клеев с улучшенными характеристиками позволило их применять в машиностроении, самолетостроении, в ракетно-космических системах, т.е. там, где к используемым клеям предъявляются наиболее высокие требования.

Основная функция клея - скрепление элементов конструкции между собой, а также сохранение соединенных частей во время эксплуатации. Склеивание в большинстве случаев является рациональнее и экономичнее, нежели традиционные методы неразъемного соединения.

Таким образом, правильный подбор и исследование свойств новых клеев создают условия для использования клеевой технологии с ее явными преимуществами для формирования МЭ структур и МЭ приборов на их основе в качестве промышленной технологии.

С целью отработки клеевой технологии композиционных МЭ структур отдавалось предпочтение тем клеям, которые наиболее технологичны в применении, безвредны, с высокими эксплуатационными свойствами.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 20-07-00168 А.

Наиболее распространенный клей БФ-2. Клеи БФ не подвергаются гниению и коррозии, стойки к воздействию воды, технических жидкостей, атмосферы. Позволяет уменьшить расход клея и уменьшить время склеивания. Температура эксплуатации $-60+80^{\circ}\text{C}$. Максимальный ресурс работы при 60°C – 800 часов.

Инновационный клей для применения в космической технике ЭТК-13. Клеи ЭТК применяются для склеивания с обеспечением электрических контактов взамен пайки; для наклеивания микросхем на корпуса, площадки с золотым и олововисмутовым покрытием; склеивания кремния с поликором (в т. ч. с покрытиями) и др. элементов.

Благодаря эластичности, проводимости, сохраняющимися ≥ 7 лет, адгезии к кремнию, поликору, титановым, алюминиевым сплавам ЭТК обеспечивают стабильность соединения, не вызывают коррозию меди, титана, алюминиевых сплавов. Температура эксплуатации $-60+85^{\circ}\text{C}$ кратковременно $+120^{\circ}\text{C}$.

Перспективный инновационный клей «Еврогарант». Благодаря гелевой консистенции не растекается, не капает, и позволяет скорректировать склеивание. Не требует специальных температурных условий для склеивания.

Разработаны технологические процессы изготовления МЭ структур с использованием вышеперечисленных клеев в промышленных условиях, составлены маршрутные карты, изготовлены экспериментальные образцы, проведены исследования.

3. Влияние внешних факторов

Для широкого внедрения МЭ приборов в РЭС необходимо понимание влияния внешних воздействий на их характеристики. К таким воздействиям относятся температура, влажность, давление, вибрация, ударные ускорения, ионизирующее излучение и т.д. [4]. Исследовано влияние внешних воздействий на характер МЭ эффекта в МЭ приборах. Полученные экспериментальные зависимости сдвига резонансной частоты и изменения величины МЭ эффекта позволяют учитывать условия эксплуатации таких устройств в составе РЭС и разрабатывать способы стабилизации их параметров.

4. Заключение

Проведен обзор клеевой технологии изготовления магнитоэлектрических (МЭ) структур. Представлены результаты работ по отработке оптимальной клеевой технологии изготовления МЭ слоистых структур. Исследовано влияние внешних факторов на характеристики МЭ структур и МЭ приборов на их основе.

Список литературы

1. Bichurin M., Petrov V. Modeling of magnetoelectric effects in composites, Springer series in material science, Volume 201, 2014, pp.108.
2. Tatarenko A.S. Bichurin M.I. Microwave Magnetoelectric Devices. Advances in Condensed Matter Physics, 2012, vol. 2012, pp. 1-10
3. C.-W. Nan, M. I. Bichurin, S. Dong, D. Viehland, and G. Srinivasan, "Multiferroic magnetoelectric composites: historical perspective, status, and future directions," Journal of Applied Physics, vol. 103, no. 3, Article ID 031101, 2008.
4. Иванов С.Н., Семенов Г.А., Леонтьев В.С. Влияние температуры на магнитоэлектрический эффект в структуре метглас/ЦТС/метглас // Вестн. Новг. гос. ун-та. Сер.: Технические науки. 2017. № 7 (105). С.43–47.

Магнитоэлектрические приборы на основе пьезополупроводников¹

¹ Иванов С. Н., ² Бичурин М.И., ² Семенов Г.А., ² Леонтьев В.С.

¹ АО «ОКБ-Планета»

ул. Большая Московская, 13А, Великий Новгород, 173004, Российская Федерация

² Новгородский Государственный Университет им. Ярослава Мудрого

ул. Большая Санкт-Петербургская, д. 41, Великий Новгород, 173003, Российская Федерация

Sergey.Ivanov@novsu.ru

Аннотация: В данной работе предложено использовать магнитоэлектрический (МЭ) эффект в композитных материалах на основе пьезополупроводников для создания новых приборов – МЭ резисторов, диодов и транзисторов. Предлагаемые приборы обладают высокой чувствительностью к магнитному полю и могут применяться в устройствах широкого диапазона частот.

1. Введение

Магнитоэлектрический (МЭ) эффект в двухфазных композитных материалах, состоящих из магнитострикционной и пьезоэлектрической компонент, заключается в намагничивании материала при воздействии на него внешнего электрического поля и появлении электрической поляризации при воздействии внешнего магнитного поля [1]. Возможность взаимного преобразования магнитных и электрических полей делает такие материалы перспективными для построения магниточувствительных приборов для СВЧ техники, автомобильной электроники, автоматики, биотехнологии и др.

2. Магнитоэлектрические приборы

В качестве пьезоэлектрической компоненты перспективными являются пьезополупроводники (GaAs, AlN, SiC, GaN и др.), сочетающие в себе сильные пьезоэлектрические свойства и возможности полупроводниковой технологии [2,3]. В данной работе предлагается конструкция магнитоэлектрических приборов, ключевым элементом которых является композитная магнитострикционно-пьезополупроводниковая структура, состоящая из высокоомного GaAs и магнитострикционного слоя метгласа. Внешнее модулирующее магнитное поле приводит к периодической механической деформации намагниченный до насыщения слой метгласа за счет магнитострикции. Благодаря механической связи между GaAs и метгласом в такой композитной структуре механические деформации передаются в пьезополупроводник и приводят к модуляции таких параметров приборов, как сопротивление резистора, прямой ток диода и проводимость канала транзистора. При совпадении частоты модулирующего магнитного поля с частотой электромеханических колебаний композитной структуры, будет наблюдаться увеличение чувствительности приборов к магнитному полю за счет резонансного МЭ эффекта [3]. Частота электромеханических колебаний, в свою очередь, будет определяться геометрическими размерами композитной структуры, что позволяет разрабатывать магниточувствительные приборы в том числе в высокочастотной области.

3. Заключение

Представлены результаты исследования магнитной чувствительности МЭ приборов (резистора, диода и транзистора) на основе композитной структуры высокоомный GaAs/метглас в широком диапазоне частот. Полученные результаты позволяют говорить о перспективности предложенных МЭ приборов для СВЧ техники, автомобильной электроники, автоматики, биотехнологии и др.

Список литературы

1. Бичурин М.И., Петров В.М., Филиппов Д.А., Srinivasan G., Nan C.W. Магнитоэлектрические материалы - М.: Академия Естествознания, 2006. - 296 с.
2. Лалетин В.М., Стогний А.И., Новицкий Н.Н., Поддубная Н.Н. Магнитоэлектрический эффект в структурах на основе металлизированных подложек арсенида галлия // Письма в ЖТФ. - 2014. – Т. 40. – Вып. 21. – С. 71–77.
3. M.I. Bichurin, V.M. Petrov, V.S. Leontiev, S.N. Ivanov, O.V. Sokolov Magnetoelectric effect in layered structures of amorphous ferromagnetic alloy and gallium arsenide. JMMM 424, p.115–117 (2017).

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-57-53001 ГФЕН_а.

Методика измерений метаматериалов на основе S-параметров¹

Лобекин В.Н., Татаренко А.С., Соколов О.В., Бичурин М.И.
Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого
slavalobekin@gmail.com

Аннотация: В статье представлена методика измерений характеристик магнитоэлектрических (МЭ) метаматериалов на основе S - параметров. Приведена конструкция метаматериалов на основе сплит-кольцевого резонатора. Проведено компьютерное моделирование метаструктуры, полученные результаты моделирования (S - параметры), используются для проверки методики расчета характеристик метаматериалов.

1. Введение

Метаматериалы - искусственно созданные материалы, которые демонстрируют необычные электромагнитные свойства, не встречающиеся в природе. Электромагнитные свойства метаматериалов расширили их потребность во многих применениях, таких как антенны, СВЧ устройства и т. д. С появлением метаматериалов, подходы к методам определения эффективных параметров метаматериалов в последнее время привлекают значительное внимание. В связи с растущим интересом к исследованию метаматериалов большой интерес представляют эффективные методы нахождения их характеристик, а также методы прямого расчета показателя преломления.

2. Конструкция метаструктуры

Основой конструкции метаматериалов являются субволновые резонаторы различных форм: π -форма, S-форма, U-форма, сплит-Н-форма и другие. Сплит-кольцевые резонаторы (SRR) являются фундаментальными строительными блоками для метаматериалов и состоят из одного или двух концентрических субволновых металлических колец с узким зазором [1]. Для моделирования выбрана метаструктура на основе сплит-кольцевого резонатора, представленная на рис. 1. Конструкция выполнена на подложке керамического ламината Duroid 6010.2LM размерами 30x24 мм и толщиной 1,90 мм, с относительной диэлектрической проницаемостью 10,2 и тангенсом угла диэлектрических потерь 0,0023. Микрополосковая линия передачи является элементом возбуждения с волновым сопротивлением 50 Ом, сплит-кольцевой резонатор и заземление выполнено из меди с толщиной металлизации 0.035 мм. Размеры сплит-кольцевого резонатора также представлены на рис. 1. На эквивалентной схеме изображен последовательный RLC резонансный контур, где зазор SRR образует емкость C_s , а контур SRR соответствует индуктивности L_s .

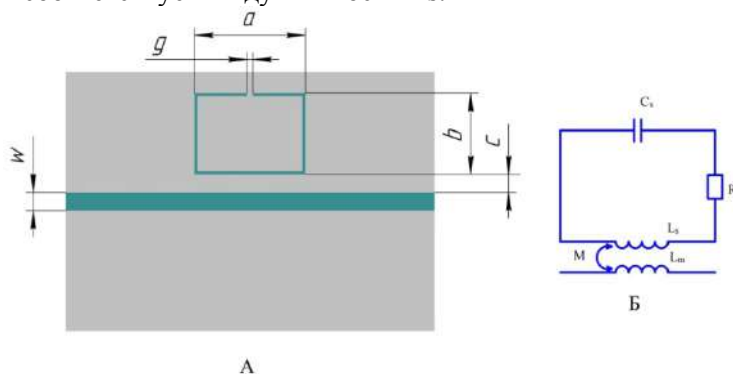


Рис. 1. А) Метаструктура на основе сплит-кольцевого резонатора: $a=7$ мм, $b=7.5$ мм, $w=1.7$ мм, $c=0.65$ мм, $g=0.15$ мм; Б) эквивалентная электрическая схема.

3. Методика измерений

Существуют различные методы эффективного нахождения параметров метаматериалов. Среди них есть класс, основанный на параметрах передачи и отражения, таких как метод TR (отражение передачи), метод прямого поиска, метод Николсона-Росса-Вейра (NRW) и т. д. Однако очень немногие из них сосредоточены на непосредственном извлечении показателя преломления из параметров отражения и передачи (то есть S - параметров). Параметры отражения и пропускания важны, особенно для микроволновой и оптической техники. В большинстве случаев экспериментального исследо-

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-07-00391 А.

вания легко измерить непосредственно параметры отражения и передачи, кроме того, большинство имеющихся программ для моделирования, использующих метод конечных разностей во временной области (FDTD), метод конечных элементов (FEM) или метод моментов (MOM), могут напрямую рассчитывать коэффициент отражения и передачи. Таким образом, прямое вычисление показателя преломления по параметрам отражения и передачи является очень важным. Метод TR является одним из многообещающих методов, используемых для прямого получения показателя преломления для плоского образца материала по параметрам отражения и пропускания. Непосредственное получение показателя преломления с использованием метода TR включает определение правильного индекса ветвления, что влечет за собой длительный процесс. Метод NRW популярен своей простотой. Извлечение показателя преломления из метода NRW зависит от извлечения эффективной диэлектрической проницаемости и проницаемости, а не от параметров отражения и пропускания [2]. Ниже приводятся упрощенные уравнения для прямого нахождения показателя преломления из коэффициентов передачи и отражения:

$$V_1 = S_{21} + S_{11}, \quad (1)$$

$$V_2 = S_{21} - S_{11}, \quad (2)$$

$$\mu_r = \frac{2}{jk_0 d} \cdot \frac{1 - V_2}{1 + V_2}, \quad (3)$$

$$\varepsilon_r = \frac{2}{jk_0 d} \cdot \frac{1 - V_1}{1 + V_1}, \quad (4)$$

$$k_0 = \frac{2\pi f}{c}, \quad (5)$$

где μ_r - эффективная магнитная проницаемость, ε_r - эффективная диэлектрическая проницаемость, d - толщина подложки, k_0 - волновое число.

4. Заключение

В этой статье новый метод был введен для прямого нахождения показателя преломления из параметров передачи и отражения. Для проверки предложенных уравнений, S-параметры сначала рассчитываются с использованием программного обеспечения технологии компьютерного моделирования Ansoft HFSS, затем используются для оценки показателя преломления. Данная методика может быть использована для расчета и измерения параметров МЭ метаматериалов.

Список литературы

1. Withayachumnankul W. et al., Metamaterial-based microfluidic sensor for dielectric characterization // *Sensors and Actuators*, vol. 189, 2013, pp. 233-237.
2. Sunbeam Islam S. et al., A new direct retrieval method of refractive index for the metamaterial // *Current Science*, vol. 109, 2015, pp. 337-342.

Использование магнитоэлектрического эффекта в композитной структуре магнитный кристалл - пьезоэлектрик для применения в качестве ячеек памяти¹

¹ Матвеев О.В., ¹ Романенко Д.В., ¹ Лобанов Н.Д., ^{1,2} Морозова М.А.

¹ Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского
г. Саратов, ул. Астраханская, 83, 410012, Россия

² Московский физико-технический институт
Московская область, г. Долгопрудный, Институтский пер., 9., 141701, Россия
olymatveev@gmail.com

Аннотация: В настоящей работе проведено теоретическое исследование распространения спиновых волн в композитной структуре, состоящей из магнитного кристалла (МК), нагруженного пьезоэлектрической (ПЭ) пластиной. Показана возможность электрического управления свойствами спиновых волн, а также возможность использования такой структуры в качестве ячеек энергонезависимой памяти.

Исследование магнитоупругих эффектов в композитных феррит-сегнетоэлектрических структурах для возможности применения в устройствах обработки информации является одним из направлений стрейнтроники [1,2,3]. Наличие сегнетоэлектрического и пьезоэлектрического гистерезиса в сегнетоэлектриках [4,5] позволяет рассматривать такие двухкомпонентные структуры в качестве элементов энергонезависимой памяти, в которой хранение информации производится в пьезоэлектрической части, а ее чтение – с помощью спиновых волн в ферромагнитной части.

В работе проведено численное моделирование дисперсионных характеристик поверхностных магнитостатических волн (ПМСВ) в МК, нагруженном ПЭ с помощью уравнения, полученного из уравнения движения вектора намагниченности и метода связанных волн.

Результаты расчёта дисперсионных характеристик при разной величине электрического поля, приложенного к слою ПЭ представлены на рис.1. На данном рисунке показана область первого брэгговского резонанса периодической структуры, в которой формируется запрещенная зона (отмечена заливкой). При приложении электрического поля отрицательной полярности запрещенная зона сдвигается вверх по частоте и расширяется, при приложении поля положительной полярности – сдвигается вниз по частоте и сужается, что объясняется изменением намагниченности МК за счет магнитоупругого эффекта.

Таким образом, в работе, на основе теоретических исследований показана возможность электрического управления характеристиками запрещенных зон в структуре МК/ПЭ за счет действия обратного пьезоэлектрического и магнитоупругого эффектов. Данные результаты позволяют рассматривать подобные периодические структуры как в области обработки радиосигналов, так и ввиду наличия пьезоэлектрического гистерезиса в качестве мемристорных ячеек памяти для разрабатываемых нейроморфных архитектур.

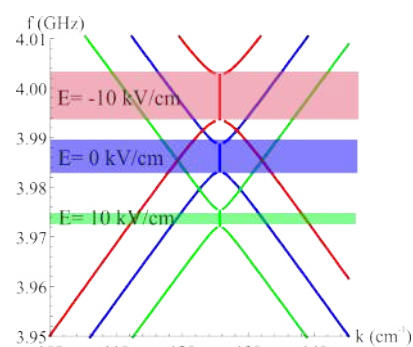


Рис. 1. Дисперсионные характеристики ПМСВ при различных значениях электрического поля, приложенного к слою ПЭ

Список литературы

1. Бухараев А.А. и др. Стрейнтроника — новое направление микро- и нанoeлектроники и науки о материалах // УФН. 2018. Т. 188. С. 1288–1330.
2. Устинов А.Б., Фетисов Ю.К., Srinivasan G. Планарный феррит-пьезоэлектрический сверхвысокочастотный резонатор с электрической и магнитной перестройкой частоты // ПЖТФ. 2008. Т. 14, С. 16.
3. Fetisov Y. K., Srinivasan G. Electric field tuning characteristics of a ferrite-piezoelectric microwave resonator // Appl. Phys. Lett. 2006. Vol. 88. P. 143503.
4. Iijima T. et al. Ferroelectric and Piezoelectric Properties of Disk Shape Lead Zirconate Titanate Thick Films // Materials Transactions 2004. Vol. 45. №. 2. P. 233.
5. Müller J. et al. Ferroelectric Zr0.5Hf0.5O2 thin films for nonvolatile memory applications // Appl. Phys. Lett. 2011. Vol. 99. P. 112901.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-29-03049-мк.

Формирование запрещенных зон в структуре магнетонный кристалл – сегнетоэлектрик – магнетонный кристалл¹

¹ Матвеев О.В., ^{1,2} Морозова М.А.

¹ Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского
г. Саратов, ул. Астраханская, 83, 410012, Россия

² Московский физико-технический институт
Московская область, г. Долгопрудный, Институтский пер., 9., 141701, Россия
olymatveev@gmail.com

Аннотация: В настоящей работе проведено теоретическое исследование особенностей формирования запрещенных зон в многослойной мультиферроидной структуре на основе магнетонных кристаллов (МК), разделенных сегнетоэлектрической пластиной (СЭ). Показана возможность двойного электрического и магнитного управления характеристиками запрещенных зон.

Взаимодействие спиновых и замедленных электромагнитных волн в мультиферроидных структурах приводит к формированию гибридных электромагнитно-спиновых волн (ГЭМСВ) и открывает возможности для двойного электрического и магнитного управления свойствами этих волн [1]. Использование периодических структур приводит к возможности создания узкополосных электрически управляемых СВЧ-фильтров [2,3].

В работе проведено численное моделирование дисперсионных характеристик ГЭМСВ в структуре МК-СЭ-МК при помощи уравнения, которое получено с использованием уравнений ГЭМСВ в неперiodических мультиферроидных структурах [4] и метода связанных волн.

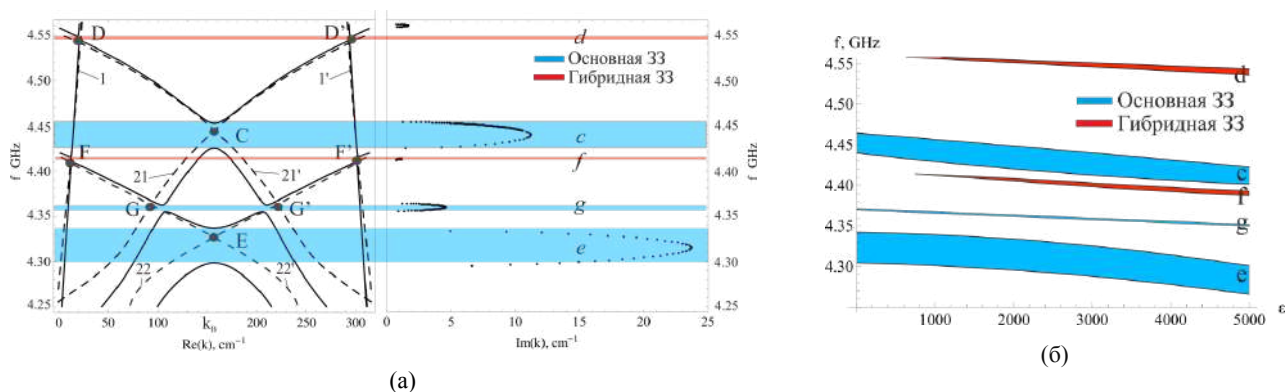


Рис. 1. (а) Дисперсионные характеристики ГЭМСВ в структуре МК-СЭ-МК. (б) Зависимость положения ЗЗ в спектре ГЭМСВ от диэлектрической проницаемости СЭ

Результаты расчёта дисперсионных характеристик ГЭМСВ показан на рис.1а. Как видно, в такой структуре в полосе первого брэгговского резонанса формируется пять запрещенных зон (ЗЗ), сигнал в которых затухает, о чем говорит наличие комплексных корней уравнения в данных областях. На рис. 1б показаны зависимости ширины и положения запрещенных зон в спектре ГЭМСВ от величины диэлектрической проницаемости СЭ, которая зависит от приложенного к слою СЭ электрического поля, как видно имеется возможность электрического управления положением ЗЗ. Данные результаты актуальны для создания СВЧ-устройств с возможностью электрического и магнитного управления.

Список литературы

1. Demidov V. E., Kalinikos B. A., Edenhofer, P. Dipole-exchange theory of hybrid electromagnetic-spin waves in layered film structures // J. Appl. Phys. 2002. Vol. 91. P. 10007.
2. Ustinov, A.B. et al. Dynamic electromagnonic crystal based on artificial multiferroic heterostructure // Commun Phys. 2019. Vol. 2. P. 137.
3. Морозова М.А., Шараевский Ю.П., Никитов С.А. Управление запрещёнными зонами в слоистой структуре магнетонный кристалл-сегнетоэлектрик // Радиотехника и электроника. 2014. №5. С. 510-516
4. Анфиногенов В.Б. и др. Гибридные электромагнитно-спиновые волны в контактирующих слоях феррита и сегнетоэлектрика // Радиотехника и электроника. 1989. Т. 34. С. 494.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-29-03049-мк.

NEW GRAPHENE STORY OF OLD AMORPHOUS CARBON

E.F. Sheka, N.A. Popova, V.A. Popova

People Friendship University of Russia (RUDN University), Moscow, Russia
sheka@icp.ac.ru

Abstract: In this paper, we propose a new consideration of solid amorphous carbon formed by atoms with sp^2 electron configuration. The approach is based on the idea of the basic structural element of these solids, which is a graphene domain, or a framed graphene molecule. The discovered and repeatedly confirmed experimentally, graphene nature leads to a revolutionary revision of the theory, modeling and interpretation of the experiment relating to this class of solids. The report presents the highlights of this review.

Recent purposeful studies [1–5] have completed the gradually nascent change in the view of sp^2 amorphous carbon as a well-known, familiar physicochemical subject, transferring it to the rank of *high-tech* material of modern nanotechnology. We are talking about material known to humankind since the first decomposed bonfire, which left behind black soot and charcoal. This coal is an amorphous monoatomic solid whose atoms form sp^2 configured valence bonds with each other. sp^2 Amorphous carbon surrounds us everywhere and is widely known in nature in the form of billions-millions of tons of anthracite coal, thousands of tons of schungite coal, less common anthraxolite and many black coal coatings that are present everywhere and accompany almost all minerals in nature. On the other hand, industry produces billions of tons of synthetic black coal used for paints, tire tires and much more. Because of studies [1–5], it was finally established that the black carbon wealth described above has a common basis, and this is shared by molecular compositions of nanoscale hexagonal honeycomb structures, graphene domains framed by necklaces consisting of other atoms (oxygen, hydrogen, nitrogen, sulfur, halogens and etc.). Framed graphene molecules are the main *basic structural units* (BSUs), differing in the linear size, shape and chemical composition of necklaces depending on the history or method of origin and / or production of the above forms of black carbon. The discovered and repeatedly confirmed experimentally, graphene nature of this black gold leads to a revolutionary revision of the theory, modeling and interpretation of the experiment concerning this class of solids. The report presents the highlights of this review.

Experiment: multilevel fractal structure, accompanied by pronounced porosity; BSU graphene structure; the chemical composition of the framing necklaces - the nature of their occurrences and functions.

Theory: amorphization as enforced fragmentation; class of amorphous solids - amorphics with a molecular structure; BSU with variable sizes as a carrier of size-sensitive effects; molecular crystalline dualism with respect to the spectra of electronic and vibrational (phonon) states; molecular and solid-state quasiparticle approximations as research methods (by the example of phonon spectra).

Modeling: nanoscale framed graphene molecules (real BSU) as an object of modeling; the radical nature of BSU; size-kinetic nature of stabilization of BSU molecular radicals; a manifestation of the radical nature of BSU (carbocatalysis, spin tribology, spin geochemistry, and spin medicine).

New areas of technical application: the production of thin and transparent electrodes for optoelectronic devices (ITO replacement) using garbage from banana peels and other food waste to coal and plastic at record low costs; upstream oil and gas industry, rheological and filtration problems during drilling, water-based drilling fluids, the wide production of photothermal and humidity sensors, and so forth.

References

1. Ye. A. Golubev, N.N. Rozhkova, E. N. Kabachkov, Y. M. Shul'ga, K. Natkaniec-Holderna, I. Natkaniec, I. V. Antonets, B. A. Makeev, N. A. Popova, V. A. Popova, E. F. Sheka // *sp² Amorphous carbons in view of multianalytical consideration: Normal, expected and new. J. Non-Cryst. Solids* **2019**, 524, 119608.
2. E. F. Sheka, K. Natkaniec-Holderna, I. Natkaniec, J. X. Krawczyk, Ye. A. Golubev, N. N. Rozhkova, V. V. Kim, N. A. Popova, V. A. Popova. Computationally supported neutron scattering study of natural and synthetic amorphous carbons // *J. Phys. Chem. C* **2019**, 123, 1584.
3. E. F. Sheka, I. Natkaniec, E. U. Ipatova, Ye. A. Golubev, E. N. Kabachkov, V.A. Popova. XPS supported INS and DRIFT spectroscopy of sp^2 amorphous carbons // *arXiv:1911.12208 [cond-mat.mtrl-sci]*, 2019.
4. E. F. Sheka, Ye. A. Golubev, N. A. Popova. Raman scattering by sp^2 amorphous carbons // *arXiv:2002.09913 [cond-mat.mtrl-sci]*, 2020.
5. E. F. Sheka. Graphene oxyhydride catalysts in view of spin radical chemistry // *MDPI Materials* **2020**, 13, 565.

Квантовая транзисторно-транзисторная логика

¹ Балабанов В.М., ² Карушкин Н.Ф., ¹ Обухов И.А., ³ Смирнова Е.А.

¹ ПНО «Синергетика»

г. Москва, 115419, 2-й Роцинский проезд, д. 8, пом. 30, Российская Федерация,
ia0001@mail.ru

² НИИ «Орион»

г. Киев, 03680, ул. Эжена Потье, 8А, Украина

³ Физико-технологический институт им. К.А. Валиева РАН,

г. Москва, 117218, Нахимовский проспект д.36 к.1, Российская Федерация

Аннотация: Для будущей сверхбыстродействующей цифровой электроники с низким энергопотреблением предлагается использовать транзисторно-транзисторную логику (ТТЛ) на основе релаксационных квантовых транзисторов. Такой подход позволяет обойти трудности создания аналога КМОП ячейки, связанные с существенно различным быстродействием полевых транзисторов на нанопроводах с каналами *n*- и *p*- типов. Показано, что квантовые ТТЛ схемы могут функционировать на частотах 100 ГГц и более, и обеспечивать энергопотребление менее 100 нВт на элемент.

1. Введение

Транзисторы на основе полупроводниковых нанопроводов уже давно рассматриваются в качестве кандидатов на роль базовых элементов будущих цифровых электронных схем [1,2]. Ввиду рекордно высокой подвижности электронов наиболее перспективными следует считать приборы на основе нанопроводов из антимонида индия (InSb) [1,2].

Ожидается, что схемы на основе таких транзисторов смогут функционировать на частотах 100 ГГц и выше, а энергопотребление на один элемент составит менее 100 нВт. Теоретические оценки [1,2] коррелируют с экспериментальными результатами, полученными разными авторами [3-5].

Обычно в качестве основного элемента цифровой электроники предлагается использовать полевой транзистор на нанопроводе [2]. Образцы таких транзисторов с проводящими каналами из нанопроводов InSb *n*- и *p*-типов созданы, и их характеристики исследованы [3-5]. Частотные характеристики транзисторов с каналом *p*-типа оказываются значительно хуже, чем необходимо для создания базовой ячейки современной цифровой электроники - быстродействующей комплементарной пары из транзисторов с каналами *n*- и *p*-типов. Это вполне понятно, поскольку подвижность дырок в InSb на два порядка меньше, чем подвижность электронов.

Полученные результаты не означают, что создание элементной базы логических схем на основе нанопроводов невозможно. Хорошо известно, что в первых твердотельных процессорах применялись не полевые, а биполярные транзисторы [8]. Аналогичные TTL схемы можно создавать, используя квантовые приборы на основе нанопроводов.

2. Квантовый аналог биполярного транзистора

В работе [7] предложена конструкция нового транзистора на основе нанопроводов и рассчитаны его характеристики. Этот прибор был назван релаксационным квантовым транзистором (РКТ).

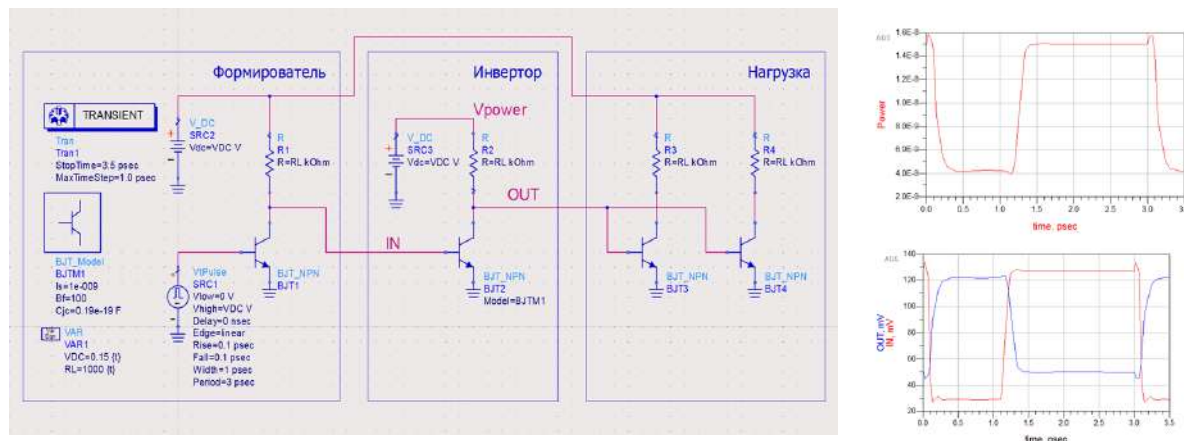
Активными областями РКТ являются переходы между нанопроводами разного поперечного сечения, выполняющими функции эмиттера, базы и коллектора. Базовый нанопровод должен иметь поперечные размеры меньшие, чем длина размерного квантования и поперечные размеры эмиттера и коллектора. В этом случае переходы между нанопроводами представляют для электронов потенциальные барьеры. Длина базового нанопровода должна быть меньше, чем длина релаксации неравновесных электронов [7-9].

Когда между эмиттерным и базовым контактами приложено положительное напряжение, наличие потенциального барьера на переходе эмиттер-база обеспечивает инжекцию неравновесных электронов в базовый нанопровод. Если напряжение на коллекторе также положительно и длина базы мала, то инжектированные из эмиттера неравновесные электроны достигнут коллектора. Модуляция их тока током базы приводит к усилению поданного на базу сигнала.

Расчеты показывают [7-9], что электрические характеристики РКТ должны быть аналогичны характеристикам обычного биполярного транзистора. Коэффициент усиления по току β зависит от напряжения на коллекторе и изменяется в пределах от пятидесяти до семидесяти при частотах до 10 ТГц. Максимальная рассеиваемая мощность оказывается менее 1 мВт.

3. Цифровые схемы на основе релаксационных квантовых транзисторов

Для расчета электронных схем на основе РКТ мы использовали параметры его схемы замещения в модели Гуммеля – Пуна [10]. Они были получены при помощи специальных расчетов с использованием результатов наших измерений сопротивлений и емкостей нанопроводов InSb и контактов к ним [11]. Были проведены расчеты инвертора с нагрузкой, 2-х ступенчатого синхронизованного RS-триггера и других логических схем, построенных по ТТЛ на основе РКТ.



Инвертор с нагрузкой на РКТ. Фронты импульсов $\sim 0,1$ пс; мощность, потребляемая схемой < 16 нВт; мощность, потребляемая транзистором < 4 нВт.

4. Заключение

Квантовые приборы на основе нанопроводов являются реальными претендентами на роль базовых элементов будущей цифровой электроники. Логические схемы, построенные на этих приборах, будут иметь энергопотребление существенно ниже, чем 100 нВт на один элемент и будут функционировать на частотах свыше 100 ГГц. Наилучшим полупроводниковым материалом для создания рассмотренных квантовых транзисторов является антимонид индия (InSb).

Трудности с созданием комплементарной пары на полевых транзисторах из нанопроводов InSb не являются принципиальным тормозящим фактором на пути развития сверхбыстродействующей цифровой электроники с низким энергопотреблением. Вместо полевых транзисторов могут быть использованы релаксационные квантовые транзисторы, позволяющие реализовать транзисторно-транзисторную логику. Энергопотребление РКТ настолько низкое, что построенные на них логические схемы должны рассеивать на три порядка меньше мощности, чем аналогичные по функционалу современные КМОП схемы.

Список литературы

1. I.A. Obukhov, Some aspects of nanoelectronics development in Russia // WTEC Workshop Proceedings: Russian Research and Development Activities on Nanoparticles and Nanostructured Materials. S. Petersburg. 1997. P. 85 – 92.
2. S. Datta, The 21st Century Energy Efficient Logic Transistor // Formerly with Advanced Transistor & Nanotechnology Group Intel Corporation Hillsboro, Oregon, USA, October 9th, 2007. <http://www.semtech.org/meetings/archives/litho/8065/pres/Key%20Note%20Suman%20Datta.pdf>.
3. Drew Candebat, InSb Nanowire Field Effect Transistors // 67th Device Research Conference Digest, ISBN: 978-1-4244-3528-9, 13-14 (2009).
4. Suprem R. Das, Collin J. Delker, Dmitri Zakharov, Yong P. Chen, Timothy D. Sands and David B. Janes Room Temperature Device Performance of Electrodeposited InSb Nanowire Field Effect Transistors // Appl. Phys. Lett. 2011. V. 98, P. 243504-1 - 243504-3.
5. Zai-Xing Yang, Ning Han, Fengyun Wang et al Carbon doping of InSb nanowires for high-performance p-channel field-effect-transistors // Nanoscale, 2013, 5, P. 9671 –9676
6. Bo Lokej, History of Semiconductor Engineering // Springer Science&Business Media. ISBN 9783540342588. 2007, P. 321.
7. I.A. Obukhov, About the possibility of relaxation quantum devices creation // Tech. Phys. Lett. 1993. Vpl. 19. № 9. P. 537-538.
8. I.A. Obukhov, Planar One-Dimensional Quantum Devices // Nanoscience and Nanotechnology. 2013. Vol. 3. № 5. P. 115–122.
9. I.A. Obukhov, Nonequilibrium effects in one-dimensional quantum devices // LAMBERT Academic Publishing. 2014. 132 P.
10. H. K. Gummel and H. C. Poon, An integral charge control model of bipolar transistors // Bell Syst. Tech. J. 1970. Vol. 49. P. 827–852.
11. I.V. Bozhev et al., Electrical characteristics of indium antimonide nanowires in porous anodic aluminum oxide // CriMiCo 2018 Proceedings. P. 1041-1046.

Численное моделирование резонансно-туннельных диодов на основе двумерных материалов

Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Романова И. А., Щербакова И. Ю.

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

Аннотация: Проведено моделирование вольт-амперных характеристик (ВАХ) резонансно-туннельных диодов (РТД) на основе двумерных наноматериалов, а именно: графена, гексагонального нитрида бора (h-BN) и сульфида молибдена (MoS₂). Для расчетов использовалась разработанная комбинированная самосогласованная модель, основанная на формализме волновых функций, адаптированная для указанных материалов. Получены зависимости ВАХ для двухбарьерных РТД на основе графена с барьерами, сформированными из различных двумерных материалов. Проведено сравнение полученных результатов моделирования.

1. Введение

Последние десятилетия проводится активный поиск новых материалов и технологий, которые будут способствовать развитию высокочастотной электроники, оптоэлектроники, наноэлектроники. Благодаря усовершенствованию технологий стало возможным синтезирование гетероструктур, состоящих из слоев двумерных (2D) материалов, таких как графен, h-BN, MoS₂, MoSe₂, WSe₂ и др. и обладающих рядом уникальных электрических, оптических, тепловых и других характеристик. В частности, в экспериментально созданных гетероструктурах на основе MoS₂-WSe₂-графен и WSe₂-MoSe₂-графен наблюдается эффект резонансного туннелирования и наличие области отрицательного дифференциального сопротивления при комнатной температуре [1]. В связи с этим моделирование резонансно-туннельных приборных структур на основе 2D материалов является актуальной задачей.

2. Основная часть

В наших предыдущих работах [2–5] описана разработанная комбинированная самосогласованная модель и представлены результаты исследования влияния ширины квантовых ям и потенциальных барьеров, температуры окружающей среды, материала подложки на ВАХ двух-, трех- и многобарьерных квантоворазмерных структур на основе графена и других материалов.

В данной работе объектами исследования являются двухбарьерные РТД на основе гетероструктур графен/h-BN и графен/MoS₂. Исследовано влияние материала потенциальных барьеров на ВАХ таких структур. Соответствующие расчеты проводились с применением разработанной комбинированной модели формализма волновых функций [2], основанной на численном самосогласованном решении уравнений Шредингера и Пуассона [2–5]. Отметим, что модель была адаптирована для использования новых материалов, в частности, сульфида молибдена. Проведено сравнение результатов моделирования ВАХ исследованных РТД.

3. Заключение

В докладе представлены результаты численного моделирования двухбарьерных РТД на основе гетероструктур графен/h-BN и графен/MoS₂. Проиллюстрирована применимость разработанной комбинированной численной самосогласованной модели для расчета ВАХ двухбарьерных РТД на основе различных 2D материалов.

Список литературы

1. Lin Z. et al. 2D materials advances: from large scale synthesis and controlled heterostructures to improved characterization techniques, defects and applications // 2D Mater. 2016. Vol. 3, № 4. P. 042001.
2. Абрамов И. И. Основы моделирования элементов микро- и наноэлектроники. Монография. – Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing, 2016. 444 с.
3. Абрамов И. И., Гончаренко И. А. Численная комбинированная модель резонансно-туннельного диода // Электромагнитные волны и электронные системы. 2002. Т. 7, № 3. С. 54–60.
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., Kolomejtseva N.V., Romanova I.A., Shcherbakova I.Y. Simulation of graphene field-effect transistors and resonant tunneling diodes based on carbon nanomaterials // Proc. of SPIE. 2019. V. 11022. P.110220F-1–11.

Полевые транзисторы миллиметрового диапазона длин волн разработки АО «НПП «Исток» им. Шокина»

¹Богданов С.А., ²Бакаров А.К., ³Григоренко А.Б., ²Журавлёв К.С., ¹Лапин В. Г.,
¹Лукашин В.М., ¹Пашковский А.Б., ¹Рогачёв И.А., ¹Терёшкин Е.В., ¹Щербаков С.В.

¹ АО «Научно-производственное предприятие «Исток» имени А.И. Шокина»
г. Фрязино, 141190, ул. Вокзальная, д.2а, Российская Федерация
e-mail: solidstate10@mail.ru

² ФБГУН «Институт физики полупроводников им. А.В. Ржанова» СО РАН
г. Новосибирск, 630090, пр-р Академика Лаврентьева 13, Российская Федерация
e-mail: kzhuravlev@mail.ru

³ ЗАО «Корпорация радиоэлектронных и информационных технологий»
г. Москва, 121467, ул. Молодогвардейская, д.7, Российская Федерация
e-mail: zao.crit@gmail.com

Аннотация: Представлены первые результаты исследования полевых транзисторов миллиметрового диапазона длин волн на псевдоморфных гетероструктурах $Al_{0.3}Ga_{0.7}As - In_{0.22}Ga_{0.78}As - Al_{0.3}Ga_{0.7}As$ с донорно – акцепторным легированием. Транзисторы при длине T -образного затвора 0.14 мкм на частоте 40 ГГц имеют коэффициент усиления более 15 дБ, на частоте 67 ГГц более 10 дБ, пробивное напряжение затвор – сток 18 – 26 В и удельную плотность тока при открытом затворе 0,6 – 0,7 А/мм.

1. Введение

При освоении миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов длин волн полевыми транзисторами с высокой подвижностью электронов (НЕМТ), используют различные виды гетероструктур. Помимо формирования гетероструктур с квантовыми ямами на основе узкозонных материалов [1-3], перспективным направлением выглядит применение в традиционных гетероструктурах дополнительного донорно-акцепторного легирования [4,5]. Дополнительно введенные в структуру транзистора акцепторные слои, приводят к увеличению высоты потенциальных барьеров, ограничивающих область канала, тем самым уменьшая поперечный пространственный перенос горячих электронов из квантовой ямы в подложку и увеличивая роль размерного квантования. Это открывает возможность использования эффектов размерного квантования для управления характеристиками переноса горячих электронов в канале. Усиление размерного квантования может приводить к сильному падению интенсивности рассеяния горячих электронов и соответственно, к росту их дрейфовой скорости под затвором, к увеличению быстродействия полевых транзисторов. Тем самым открываются новые перспективы использования таких гетероструктур в приборах миллиметрового и субмиллиметрового диапазона длин волн.

2. Экспериментальные исследования

С момента первых разработок данный тип приборов продемонстрировал существенное увеличение коэффициента усиления по мощности, по сравнению с приборами на традиционных гетероструктурах. Так, разработанные мощные транзисторы с донорно-акцепторным легированием в серийном исполнении при общей ширине затвора 0,8 мм и более, и длине одного затворного пальца 50 мкм при измерении в X -диапазоне продемонстрировали почти двукратный рост удельной выходной мощности, доведя её до уровня 1,8 Вт/мм, и коэффициента усиления на 3 – 4 дБ. На основании проведенных исследований транзисторов на гетероструктуре с донорно-акцепторным легированием и транзисторов на традиционной гетероструктуре показано [6], что приборы на новой структуре обладают более высокочастотными свойствами и могут быть применимы в миллиметровом диапазоне длин волн без существенного уменьшения длины и ширины затвора. Очевидно, что уменьшение длины пальцев и общей ширины затвора должно существенно улучшить высокочастотные свойства прибора.

Для проверки эффективности использования донорно-акцепторного легирования в миллиметровом диапазоне длин волн были изготовлены полевые транзисторы с донорно – акцепторным легированием на псевдоморфных гетероструктурах $Al_{0.3}Ga_{0.7}As - In_{0.22}Ga_{0.78}As - Al_{0.3}Ga_{0.7}As$ с длиной T – образного затвора 0,14 мкм, длинами пальцев от 50 мкм до 150 мкм. Зависимости максимального коэффициента усиления (MSG) от напряжения на затворе, рассчитанные по измеренным S параметрам, для приборов с четырьмя пальцами приведены на рис.1.

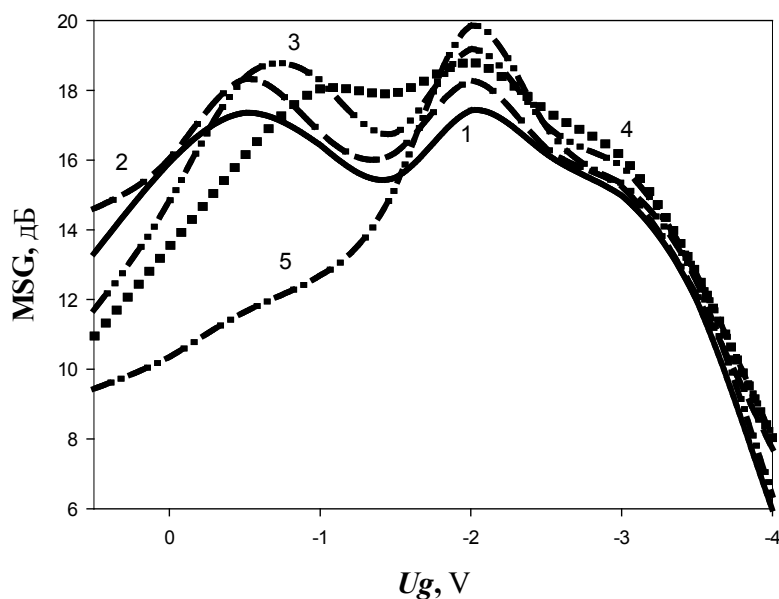


Рис. 1. Зависимость максимального коэффициента усиления (MSG) от напряжения на затворе транзистора на частоте 40 ГГц. Напряжение исток – сток 4 В. Длина пальца 1 – 50 мкм, 2 – 70 мкм, 3 – 90 мкм, 4 – 110 мкм, 5 – 150 мкм

Транзисторы на частоте 40 ГГц имеют коэффициент усиления более 15 дБ, на частоте 67 ГГц более 10 дБ пробивное напряжение затвор–сток 18 – 26 В и удельную плотность тока при открытом затворе 0,6 – 0,7 А/мм. Полученные результаты на 3 – 5 дБ превосходят величину MSG, которую можно было бы ожидать по результатам [6], используя традиционную оценку пропорциональности коэффициента усиления квадрату максимальной частоты по току.

3. Заключение

Можно предположить [7], что применение донорно – акцепторного легирования в гетероструктурах с более глубокими квантовыми ямами [8] $\text{In}_{0.2}\text{Al}_{0.8}\text{As} - \text{In}_{0.2}\text{Ga}_{0.8}\text{As} - \text{In}_{0.2}\text{Al}_{0.8}\text{As}$ или $\text{In}_{0.52}\text{Al}_{0.48}\text{As} - \text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As} - \text{In}_{0.52}\text{Al}_{0.48}\text{As}$ может ещё существенно улучшить эти результаты. Результаты работы могут быть положены в основу разработки монолитных СВЧ усилителей миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов длин волн.

Список литературы

1. Samoska L.A. An overview of solid-state integrated circuit amplifiers in the submillimeter-wave and THz regime // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2011. – Vol. 1, No 1. – p 9–24
2. R. Gavande et al. W – band heterodine receiver module with 27 K noise temperature // IEEE MTT-S Digest –2012 – p.1-3.
3. C. Zech, A. Hulsman, R. Weber, A. Tessmann, S. Wagner, M. Schlechtweg, A. Leuther, O. Ambacher A Compact 94 GHz FMCW Radar MMIC based on 100 nm InGaAs mHEMT Technology with Integrated Transmission Signal Conditioning // 2013 8th European Microwave Integrated Circuits Conference, p: 436 – 439
4. Лукашин В.М., Пашковский А.Б., Журавлев К.С., Торопов А.И., Лапин В.Г., Соколов А.Б. Уменьшение роли поперечного пространственного переноса электронов и рост выходной мощности гетероструктурных полевых транзисторов // Письма в Журнал технической физики, 2012, т.38., №. 17, стр. 84-89.
5. Лукашин В.М., Пашковский А.Б., Журавлев К.С., Торопов А.И., Лапин В.Г., Голант Е.И., Капралова А.А. Перспективы развития мощных полевых транзисторов на гетероструктурах с донорно-акцепторным легированием // Физика и Техника Полупроводников, 2014, том 48, №.5, с. 684-692.
6. Борисов А.А., Пашковский А.Б., Лукашин В.М., Лапин В.Г., Щербаков С.В., Маковецкая А.А., Журавлев К.С., Торопов А.И. Анализ малосигнальных СВЧ характеристик DA-HEMT// Электронная техника, Сер.1, СВЧ-техника, 2016., №1, с. 65 – 69.
7. Пашковский А.Б., Новиков С.И., Лапин В.Г., Лукашин В.М., Мартынов Я.Б. Особенности всплеска дрейфовой скорости электронов в DA-PHEMT// Письма в Журнал технической физики, 2018, том 44, №. 17 с.103 – 110.
8. Васильевский И.С., Виниченко А.Н., Каргин Н.И. Электронные транспортные свойства и морфология структур с метаморфной квантовой ямой $\text{In}_{0.2}\text{Al}_{0.8}\text{As} - \text{In}_{0.2}\text{Ga}_{0.8}\text{As}$ // В сборнике: МОКЕРОВСКИЕ ЧТЕНИЯ 8-я Международная научно-практическая конференция по физике и технологии наногетероструктурной СВЧ-электроники, 2017. С. 28-29.

Увеличение точности численного решения уравнений Максвелла посредством учета угловых особенностей электромагнитного поля

Семенихин И. А.

Физико-технологический институт имени К.А. Валиева Российской академии наук
(ФТИАН им. К.А. Валиева РАН)
Нахимовский проспект д. 36 к. 1, Москва, 117218, Россия
isemenihin@gmail.com

Аннотация: *Посредством представления электромагнитного поля вблизи угловых особенностей в виде ряда Мейкснера получено значительное повышение точности и ускорение сходимости в рамках нескольких методов численного решения уравнений Максвелла в частотной области. В частности были рассмотрены метод спектральных элементов, аналитический модальный и интегральный методы. Представленный подход позволит значительно ускорить расчеты электромагнитных полей в элементах микро и нанофотоники.*

Известно, что электромагнитное поле вблизи геометрических граней, как проводников, так и диэлектриков может иметь особенности. Это приводит к медленной сходимости численных расчетов, а иногда и к невозможности получить решение обычными методами. Например, сравнительно недавно авторами работы [1] было обнаружено, что расчет рассеяния ТМ поляризованного электромагнитного поля прямоугольной дифракционной решеткой с определенными значениями диэлектрической проницаемости не представляется возможным даже таким проверенными методами как модальный метод Фурье и Аналитический модальный метод. В работах [2,3] было показано, что такая же проблема при определенных условиях, возникает и в случае треугольных дифракционных решеток и вообще любых объектов, где внешнее электромагнитное излучение рассеивается на геометрических гранях с определенным значением диэлектрической проницаемости и с определенным значением диэлектрической проницаемости внешней среды. В тех же работах была исследована причина этого и выведены условия, при которых имеющиеся методы расчета перестают работать. В данном случае особенности возникают у компонент электромагнитного поля, лежащих в плоскости перпендикулярной ребру дифракционной решетки. В частности для ТМ поляризации компоненты электрического поля вблизи ребра изменяются пропорционально $\rho^{\tau-1}$, где ρ расстояние до ребра, а параметр τ , характеризующий сингулярность, зависит от параметров решетки и диэлектрической проницаемости внешней среды. В ряде простых случаев значение τ можно получить аналитически [2, 3], в остальных нужно численно решать трансцендентное уравнение. В общем случае τ мнимая величина и $\rho^{\tau-1} = \rho^{\text{Re}(\tau)-1} \exp[i \text{Im}(\tau) \ln \rho]$, при $\text{Re}(\tau) \rightarrow +0$ и конечной мнимой части τ осцилляции при уменьшении ρ стремятся к бесконечности, как по амплитуде, так и по частоте. Чем ближе $\text{Re}(\tau)$ к нулю, тем медленней сходятся численные методы, а при $\text{Re}(\tau) = +0$ обычные методы расчета перестают работать. Именно такое τ было в работе [1]. В работах [1,4] были предложены модификации модального метода Фурье, для решения проблемы в случае прямоугольной дифракционной решетки, однако авторами [2, 3], было выражено сомнение в надежности полученного там результата, кроме того это не решало проблему в целом. Также авторы [2, 3] отметили, что не знают методов, которые бы на тот момент могли дать надежный результат для случаев $\text{Re}(\tau) = +0$.

Надо сказать, что поведение поля вблизи угловой особенности исследовалось достаточно давно, поскольку зная закон изменения поля, можно учесть его в численном расчете. Например, сходимость спектральных методов, которые основаны на разложении решения по гладким функциям, таким как ортогональные полиномы или тригонометрические функции, к которым принадлежит и модальный метод Фурье, напрямую зависит от гладкости решения [5]. Если в рассматриваемой области решение и все его производные непрерывны, то имеет место очень быстрая, т.н. экспоненциальная или спектральная сходимость, когда коэффициенты разложения, с возрастанием номера уменьшаются по экспоненте. Если же решение в рассматриваемой области имеет особенности, то сходимость в лучшем случае только алгебраическая, когда коэффициенты уменьшаются по степенному закону. Зная решение в области около сингулярности, и используя разложение по гладким функциям вне этой области, после чего сшивая два решения на границе, можно добиться очень быстрой сходимости.

В основополагающей работе [6] поле около угловой сингулярности было получено в виде степенного ряда по ρ , т.н. ряда Мейкснера, с коэффициентами, вычисляемыми из рекуррентной системы дифференциальных уравнений. Позже было выяснено [7], что в случае углов кратных $\pi/2$ в этом ряду присутствуют также логарифмы ρ .

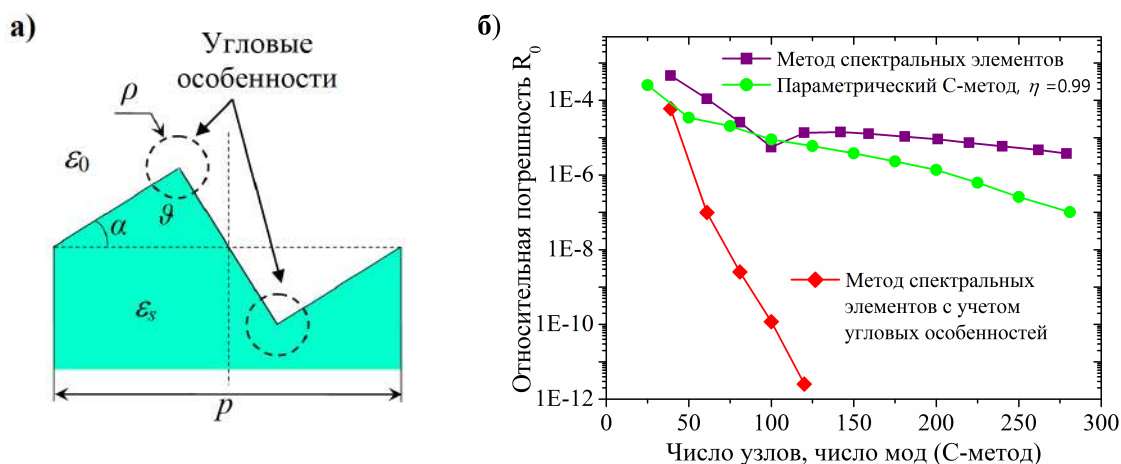


Рис. 1. а) Треугольная дифракционная решетка; б) относительная погрешность расчета дифракционной эффективности нулевого порядка R_0 отражательной треугольной решетки а) из материала с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_s = -1.5 + i1.5$ и проницаемостью внешней среды $\epsilon_0 = 1$, относительная магнитная проницаемость $\mu = 1$. Отношение периода решетки p к длине волны λ падающего под углом 60° ТМ поляризованного электромагнитного излучения $p/\lambda = 10/9$. Углы в треугольной решетке $\alpha = 30^\circ$, $\theta = 90^\circ$.

Опираясь на результаты вышеперечисленных работ, мы несколько переформулировали метод расчета поля вблизи сингулярности для более удобной интеграции с методами расчета в остальной области. В качестве примера практического применения, решение вблизи углов было встроено в аналитический модальный метод, метод спектральных элементов [8] и интегральный метод, что позволило достичь экспоненциальной или близкой к ней сходимости. В том числе, удалось провести расчеты электромагнитного поля в случаях $\text{Re}(\tau) = +0$, разобранных в работах [2, 3], для которых с помощью обычных методов получить результат не удавалось.

На рис. 1б) показано ускорение сходимости метода спектральных элементов при расчете треугольной дифракционной решетки, схематически изображенной на рис. 1а). На графике изображена относительная погрешность расчета отражательной дифракционной эффективности нулевого порядка в зависимости от числа узлов на длине периода решетки. Для сравнения представлены результаты, полученные с помощью параметрического С-метода [9], часто используемого для расчета подобных структур.

В заключение отметим, что предложенный в нашей работе подход может быть использован совместно с другими методами расчета уравнений Максвелла, такими как метод конечных элементов, конечноразностные методы и позволит ускорить их сходимость.

Список литературы

1. Gundu K. M. and Mafi A. Reliable computation of scattering from metallic binary gratings using Fourier-based modal methods // J. Opt. Soc. Am. A. 2010. Vol. 27. P. 1694-1700.
2. Li L. and Granet G. Field singularities at lossless metal-dielectric right-angle edges and their ramifications to the numerical modeling of gratings // J. Opt. Soc. Am. A. 2011. Vol. 28. P. 738-746.
3. Li L. and Granet G. Field singularities at lossless metal-dielectric arbitrary-angle edges and their ramifications to the numerical modeling of gratings // J. Opt. Soc. Am. A. 2012. Vol. 29. P. 593-604.
4. Gundu K. M. and Mafi A. Constrained least squares Fourier modal method for computing scattering from metallic binary gratings // J. Opt. Soc. Am. A. 2010. Vol. 27. P. 2375-2380.
5. Boyd J. P., Chebyshev and Fourier Spectral Methods: Second Revised Edition, New York: Dover Publications, 2001. 688 p.
6. Meixner J. The behavior of electromagnetic fields at edges // IEEE Trans. Antennas Propag., 1972. Vol. 20, № 4, P. 442-446.
7. Makarov G. I. Osipov A. V. Structure of Meixner's series // Radiophysics and Quantum Electronics. 1986. Vol. 29, P. 544-549.
8. Patera A. T. A Spectral Element Method for Fluid Dynamics: Laminar Flow in a Channel Expansion // Journal of Computational Physics. 1984. Vol. 54, P. 468-488.
9. J. Chandezon, D. Maystre, G. Raoult, A new theoretical method for diffraction gratings and its numerical application // J. Optics (Paris). 1980. Vol. 11, P. 235 - 241.

Электрически перестраиваемые ТГц умножители частоты на основе многослойных решеток графеновых микролент

А.М. Лерер¹, Г.С. Макеева², В.В.Черепанов¹, И.Н.Иванова¹

¹Южный федеральный университет,
физфак, ул. Зорге, 5, Ростов-на-Дону, 344090, Россия
lerer@sfedu.ru.

²Пензенский государственный университет
Россия, 440026, Пенза, ул. Красная, 40
radiotech@pnzgu.ru

Аннотация: Как новый способ реализации микроминиатюрных и эффективных электрически управляемых ТГц генераторов и широкополосных преобразователей частоты предложены ультратонкие многослойные конструкции из нескольких 2D решеток прямоугольных микролент графена на разделительных диэлектрических слоях. Результаты расчета генерируемой мощности третьей гармоники, излучаемой в прямом направлении (прохождение), в диапазоне частот 0.5-4,5 ТГц подтверждают эффективность генерации на резонансных частотах, динамически управляемых при изменении химического потенциала внешним электрическим полем.

1. Введение

Графен является одним из самых замечательных нелинейных оптических материалов с эффективными, широкополосными и электрически перестраиваемыми нелинейными свойствами для реализации четырехволнового смешения, генерации третьей и высших гармоник в ТГц и ИК диапазонах [1]. Однако нелинейный отклик сигнала в графене ограничен 2D объемом взаимодействия. Теоретически исследуется возможность генерации третьей гармоники на однослойной метаповерхности, состоящей из решетки графеновых нанолент [2, 3]. Для увеличения эффективности нелинейного преобразования ТГц сигналов в графене используются локализованные плазмонные резонансы [1-3] и специально разработанные слоистые структуры. В этой связи актуальным является математическое моделирование нелинейного взаимодействия ТГц волн с многослойными решетками прямоугольных графеновых микролент конечной длины на диэлектрических слоях, базирующееся на решении уравнений Максвелла совместно с моделью нелинейной проводимости графена.

2. Математическая модель и результаты моделирования

Задача о нелинейной дифракции решается методом возмущения. Вначале решается линейная задача – проводимость не зависит от поля и определяется формулой Кубо [4]. Получена система парных интегральных уравнений (ПИУ) относительно плотностей тока на полосках. Эти ПИУ близки к ПИУ [5], но в [5] ПИУ только для одной полоски. Система ПИУ решается методом Галеркина, как и в ПИУ [5] для одной полоски. Затем находятся электромагнитное поле утроенной частоты, возбужденное нелинейными токами. Величина тока определяется нелинейной проводимостью графена и напряженностью линейного электрического поля на полосках.

Получены результаты моделирования генерации третьей гармоники при дифракции нормально падающей ТЕМ-волны на многослойной ($N=3$) решетке (периодичность $d_x=d_y=35 \mu\text{m}$) прямоугольных микролент графена (размеры $6 \times 18 \text{ мкм}^2$), расположенных на диэлектрических слоях $n=1.45$ (SiO_2), толщиной $d_1=d_2=20 \mu\text{m}$ и $d_3=10 \mu\text{m}$ на полубесконечной подложке $\kappa=1.77$ (Al_2O_3).

На рис. 1 приведены результаты расчета частотных зависимостей коэффициентов отражения R , прохождения T (по мощности) и коэффициента поглощения P s-поляризованной ТЕМ-волны (первой гармоники) и генерируемой мощности третьей гармоники в прямом направлении T_3 (прохождение) и обратном направлении R_3 (отражение) многослойной графеновой метаповерхности как функции частоты падающей волны (рис. 1а) и T_3 при разных значениях химического потенциала μ_c (рис. 1б). Значения T_3, R_3 нормированы на плотность мощности падающей волны – 2 мВт/мм^2 (нелинейный режим).

Эффективность генерации третьей гармоники увеличивается на несколько порядков по амплитуде, когда частота падающей волны близка к резонансной частоте основной моды поверхностных плазмон-поляритонов (рис. 1а). При увеличении химического потенциала рабочая частота ТГц генератора, определяемая резонансной частотой графеновой метаповерхности, сдвигается в сторону более высоких ТГц частот (рис. 1б). Для усиления резонансных эффектов проведена оптимизация толщин диэлектрика d_1, d_2, d_3 и ширины микролент.

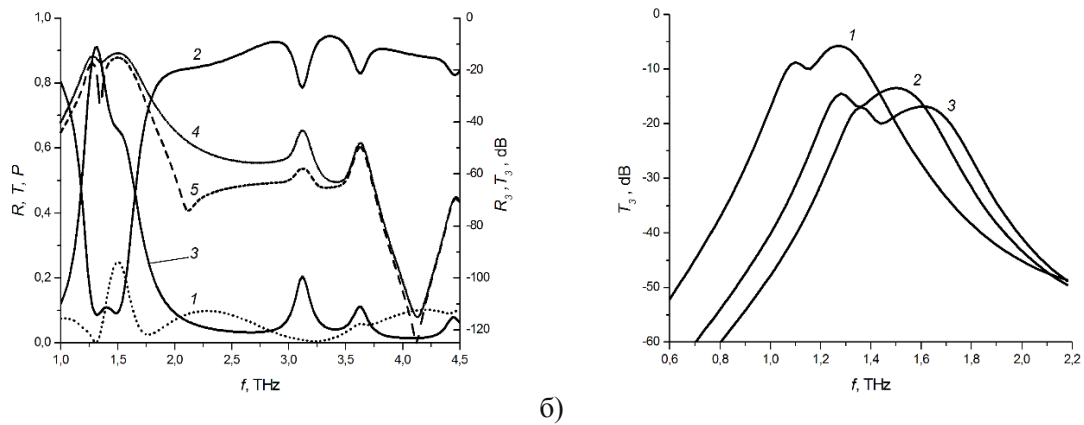


Рис. 1. Частотные зависимости: а) коэффициентов отражения R (кривая 1), прохождения T (2) и поглощения P (3) падающей s -поляризованной TEM -волны (1-й гармоники) и нормированной генерируемой мощности 3-ей гармоники, излучаемой в прямом направлении T_3 (4) (прохождение) и обратном направлении R_3 (5) (отражение), многослойной графеновой метаповерхности как функция частоты падающей волны, $\mu_c=0.35\text{eV}$; б) T_3 при разных значениях химического потенциала: кривая 1 - $\mu_c=0.25\text{ эВ}$, 2- 0.35 эВ , 3- 0.4 эВ . Параметры графена: $\tau=1\text{ ps}$, $T=300\text{ K}$

3. Заключение

С помощью разработанной математической модели исследован эффект генерации третьей гармоники в многослойной решетке прямоугольных микролент графена на диэлектрических слоях на ТГц частотах и определены оптимальные условия работы таких ТГц умножителей частоты. Показано, что экстремальная локализация поля при плазмонном резонансе значительно увеличивает эффективность генерации третьей гармоники на несколько порядков с помощью многослойной решетки графеновых микролент в ТГц диапазоне частот. Рабочие частоты ТГц генератора могут управляться путем динамической перестройки химического потенциала при приложении внешнего электрического поля.

Список литературы

1. T. Jiang, V. Kravtsov, M. Tokman, A. Belyanin and M.B. Raschke. // Ultrafast coherent nonlinear nanooptics and nanoimaging of graphene. Nature Nanotechnol. volume 14, pp. 838-843 (2019).
2. Jin B., Guo T. and Argyropoulos C. Enhanced third harmonic generation with graphene metasurfaces // Journal of Optics, 2017. 19. P. 094005.
3. Mikhailov S. A. Non-linear electromagnetic response of grapheme. // EPL (Europhysics Letters). 2007. 79. P. 27002.
4. Hanson G. W. Dyadic Green's functions and guided surface waves for a surface conductivity model of graphene // J. Appl. Phys. 2008. 103. P. 064302.
5. Лерер А.М., Иванова И. Н. Применение приближенных граничных условий для расчета планарных двумерно-периодических наноплазмонных структур // Радиотехника и электроника. 2016. Т.61. №5. С. 435–441. DOI:10.7868/S0033849416050089

Описание характеристик двумерного электронного газа в современных транзисторных гетероструктурах на основе GaAs и GaN

¹ Карпов С.Н.

¹ Акционерное общество «Научно-производственное предприятие «Исток» имени А. И. Шокина»
г. Фрязино, 141190, ул. Вокзальная, 2а, Российская Федерация
serge95a@mail.ru

Аннотация: В данной работе рассматривается подход к описанию характеристик двумерного электронного газа в современных транзисторных гетероструктурах на основе GaAs и GaN. Подход основан на решении самосогласованной системы уравнений Шредингера-Пуассона и последующей ее модификации для решения частных задач, в частности для учета поляризации в структурах на основе GaN и учета влияния L-долины в структурах на основе GaAs.

1. Введение

В настоящее время большинство современных полевых транзисторов разрабатывается на основе GaN- и GaAs- гетероструктур [1-3]. Увеличение удельной мощности, коэффициентов усиления и рабочих частот требует оптимизации как топологии приборов, так и характеристик самих гетероструктур. Большое разнообразие структур, их сложность и появившиеся в последние годы дополнительные возможности, например, донорно – акцепторное легирование GaAs- гетероструктур или введение градиентных слоев в гетероструктуры на основе GaN, требуют достаточно точных оптимизационных расчетов. Для решения такой задачи был разработан программный комплекс (ПК) на основе самосогласованного решения системы уравнений Шредингера-Пуассона, позволяющий описывать такие характеристики гетероструктур, как распределение электронов по слоям структуры, поверхностную концентрацию электронов, напряжение перекрытия, оценивать подвижность носителей заряда в целой структуре, так и по отдельным слоям. Перечисленные характеристики необходимы как для оптимизации гетероструктур самих по себе, так и для составления модели транзистора и дальнейшей оптимизации гетероструктур и топологии прибора в комплексе.

2. Теория

Основой ПК является система уравнений Шредингера-Пуассона:

$$\begin{cases} -\frac{\hbar^2}{2} \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{m(x)} \frac{\partial}{\partial x} \psi_i(x) \right) + U(x) \psi_i(x) = E_i \psi_i(x) \\ \varepsilon_0 \frac{\partial}{\partial x} \left(\varepsilon(x) \frac{\partial}{\partial x} \varphi(x) \right) = -e(N_d(x) - n(x)) \end{cases}, \quad (1)$$

где $m(x)$ – эффективная масса электронов в рассматриваемой гетероструктуре (далее – структура), кг; $\psi_i(x)$ – i -ая волновая функция в структуре; E_i – собственные значения энергии волновой функции, Дж; $\varphi(x)$ – потенциал в структуре, В; $U(x) = -e\varphi(x) + E_c(x)$ – профиль потенциальной энергии структуры, учитывающий разрыв зон $E_c(x)$, Дж; $\varepsilon(x)$ – диэлектрическая проницаемость структуры; $N_d(x)$ – концентрация доноров в структуре, см⁻³; $n(x, \varphi)$ – концентрация носителей заряда (электронов) в структуре, см⁻³. Для решения системы используется метод конечных разностей (МКР) с учетом ньютоновской поправки относительно потенциала [4].

Результаты расчетов соответствуют общепринятым расчётным и экспериментальным данным. В ПК реализована возможность добавления слоев структуры с градиентной мольной долей Ga, а также градиентного легирования доноров в слоях структуры.

Для расчета характеристик структур на основе GaN в ПК выделен отдельный модуль, в котором поляризация структуры учитывается в решении самосогласованной системы. Учет различных типов поляризации и градиентной мольной доли Ga может приводить к разнице величины поверхностной плотности электронов до 30 %.

Согласно [5], уравнение Пуассона для одномерного случая для структур на основе GaN примет вид:

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\varepsilon_0 \varepsilon(x) \frac{\partial}{\partial x} \varphi(x) + P_{\text{tot}}(x) \right) = -e(N_d(x) - n(x)), \quad (3)$$

где $P_{\text{tot}}(x)$ – суммарная поляризация структуры в точке x , $\frac{\text{Кл}}{\text{м}^2}$.

$P_{tot}(x)$ представляет собой сумму спонтанной и пьезоэлектрической составляющей поляризации:

$$P_{tot} = P_{sp} + P_{pz} \quad (4)$$

Т.к. заряд, обусловленный поляризацией, возникает только на границе раздела полупроводников, то его значение можно определить как:

$$\frac{\partial}{\partial x} P_{tot}(x) = \frac{P_{sp}(x+\Delta x) + P_{pz}(x+\Delta x) - P_{sp}(x-\Delta x) - P_{pz}(x-\Delta x)}{\Delta x} \quad (5)$$

Также для реализации в ПК была разработана модель учета влияния L-долины на характеристики гетероструктур. Как и следовало ожидать, при температурах электронного газа, лежащих в диапазоне 300 – 700 К профили распределения потенциала в структурах на основе GaAs с учетом и без учета L-долины, являются идентичными. Дальнейшее увеличение температуры приводит к расхождению профилей потенциала с L-долиной и без нее вплоть до 20%.

На рис. 1 показано сравнение профилей потенциальной энергии в структурах с учетом и без учета L-долины при разных температурных режимах.

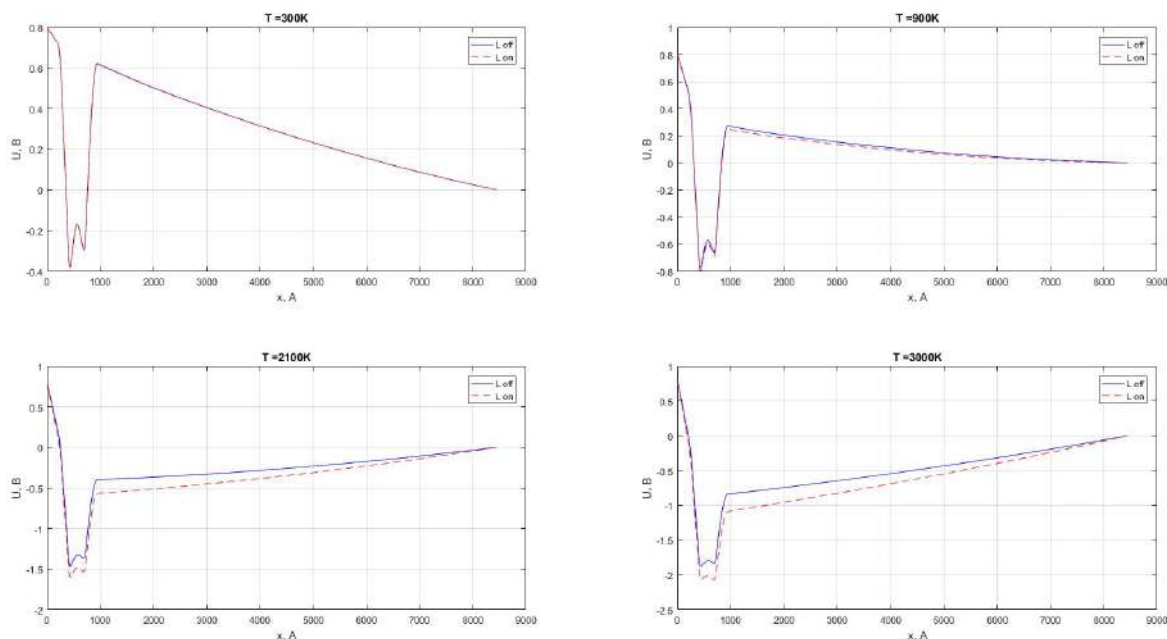


Рис. 1. Сравнение профилей потенциальной энергии гетероструктуры на основе GaAs с учетом и без учета влияния L-долины при разных температурах электронного газа

3. Заключение

Разработан программный комплекс для описания характеристик двумерного электронного газа в гетероструктурах на основе GaAs и GaN. Произведена оптимизация решения самосогласованной системы уравнений Шредингера-Пуассона путем введения ньютоновской поправки. Разработан модуль, учитывающий поляризацию GaN- структур. Предложена оригинальная модель учета влияния L-долины на характеристики гетероструктур, использование которой поможет в дальнейшем уточнить характеристики гетероструктурных полевых транзисторов и исследовать в них физические процессы.

Список литературы

1. Мокеров В. Г., Кузнецов А. Л., Федоров Ю. В. и др. AlGaIn/GaN-SBCH HEMT-транзисторы с пробивным напряжением выше 100 В и предельной частотой усиления по мощности f_{max} до 100 ГГц // Физика и техника полупроводников. 2009. Т.43. Вып.4. С. 561–567.
2. Федоров Ю. Широкозонные гетероструктуры (Al,Ga,In)N и приборы на их основе для миллиметрового диапазона длин волн // Электроника НТБ. 2011. №2. [Электронный ресурс]. Режим доступа: www.electronics.ru/file/article_pdf/2/article_2809_937.pdf (Дата обращения: 10.03.2020).
3. Lenka T. R. and Panda A. K. Characteristics Study of 2DEG Transport Properties of AlGaIn/GaN and AlGaAs/GaAs-based HEMT // Semiconductors. 2011. Vol. 45. № 5. С. 650 – 656.
4. Tan. I-H., Snider G. L., Chang L. D., and Hu E. L. A self-consistent solution of Schrodinger-Poisson equations using a nonuniform mesh // J. Appl. Phys. 1990. Vol. 68. № 8. С. 4071–4076.
5. Qu Shenqi, Wan Xiaoliang, Xiao Hongling et al. Analysis of transconductans characteristics of AlGaIn/GaN HEMTs with graded AlGaIn layer // Eur. Phys. J. Appl. Phys. 2014. Vol. 66. № 2. pp. 20101-p1 – 20101-p7.

Laser-induced ‘recording’ and ‘storage’ of nanoobjects in graphene

Vadim D. Frolov, Pavel A. Pivovarov

*A.M. Prokhorov General Physics Institute of RAS, Moscow, Russian Federation
frolov@ran.gpi.ru*

Abstract: Possibility of laser -induced modification of CVD graphene in air has been demonstrated. Such modified graphene area is related to radial extension of an absorbed water nanolayer intercalated between graphene and substrate. The process has a reversible character.

1. Introduction

Possessing unique properties of two-dimensional carbon material, graphene has great potential for application in different fields, including creation of novel devices for photonics and optoelectronics. Along with traditional processing methods (ion etching, photo and probe lithography) laser processing technique is also considered very perspective for graphene structures fabrication.

The multiple-pulsed laser action in air by short (nanosecond) laser pulses is recently found to induce local graphene profile transformations with diameter slightly above $\sim 0.5 \mu\text{m}$ irradiation spot size and depth about 1 nm. The procedure attributes to radial spreading of adsorbate that intercalated between graphene and substrate and is laser heated. Now we try to find out whether it is possible to induce along with local graphene profile transformation also reversible change in mechanical properties of graphene – adsorbate – substrate nanostructure.

2. Experiment

Multilayered graphene was produced by CVD epitaxy of carbon on copper. Then it was transferred in air onto SiO_2 (285 nm)/Si substrate. Typical lateral size of graphene crystallites (scales) was from hundreds nanometers up to few microns, each consisted from single to 10 layers. The substrate materials allowed to optically visualize special structure of graphene sheets [1]. Additionally we could control by Raman microprobe a number of graphene layers in individual scales with sizes about $1 \mu\text{m}$ [2]. The data from the selected area of our sample is the evidence that we have a 3-6 layered graphene. For irradiation we used Nd:YAG laser with 532 nm wavelength, pulse duration 10 ns and repetition rate 1000 Hz. Gaussian laser beam was focused on the graphene surface in a spot with $\sim 0.5 \mu\text{m}$ diameter at 1/e level. Beam delivery was performed through an optical tract of atomic force-based scanning probe microscope (SPM) Integra Spectra M, the sample being positioned in SPM detection zone. That allowed to *in situ* control the graphene surface morphology before and after laser treatment. Besides, in tapping mode regime with silicon cantilever we could detect so called phase contrast. This technique gave information about material elastic properties.

3. Results and discussion

If multiple laser pulsed fluence E was much lower than single pulse ablation threshold for graphene $E_c = 0.25 \text{ J/cm}^2$ [3] and below experimentally measured threshold of mechanical destruction (fracture) in multiple pulsed regime $E_m \approx 0.08\text{-}0.085 \text{ J/cm}^2$ than for sufficiently larger pulse number $N \geq 10^5$ we observed local graphene profile transformation, similar to what is observed earlier in [4,5]. As a rule, nanopits with depth up to 2 nm and lateral size close to but higher than beam focal spot diameter were formed. Such a picture, similar for graphene produced by CVD and defoliation methods we explain by laser heating and gradual radial displacement of absorbed water layer at the graphene – substrate interface. For $E > E_m$ we always observed film destruction down to the substrate. To our mind, this phenomena is determined by water layer boiling [5]. Use of SPM allowed not only to control irradiated surface topography but in the regime $E < E_m$ to *in situ* characterize material properties including the presence of absorbed water layer. We consider SPM graphene surface profiles and images in the phase contrast regime for the two cases: after irradiation by the first laser pulse train with $N = 6 \times 10^5$ and $E = 0.075 \text{ J/cm}^2$ and the second pulse train with the same N and E after lateral sample shift for distance $d = 1.3 \mu\text{m}$. Major relief variations correspond to irradiation spots, nanopits depths being about 1.5-2 nm. At the same time, after the second pulse train slight but definite variation of the nanopit depth occurs. We consider that such rise of the nanopit bottom is an evidence of the reverse water layer flow which can take place if the distance d is not too high.

4. Conclusion

The sequential laser pulse trains action demonstrated possibility to realize “write-erase” processing of local graphene mechanical phase shift. Two mechanisms of the observed effects were considered: radial water layer flow and modification of polycrystalline graphene structure.

References

1. Blake P., Hill E. W., Castro Neto A. H., Novoselov K. S., Jiang D., Yang R., Booth T. J. and Geim A. K. Making graphene visible// *Appl. Phys. Lett.* 2007. V.91. P.063124.
2. Ferrari A. C., Meyer J. C., Scardaci V., Casiraghi C., Lazzeri M., Mauri F., Piscanec S., Jiang D., Novoselov K. S., Roth S., Geim A. K.// *Phys. Rev. Lett.* 2006. V.97. P187401.
3. Dhar S., Barman A. R., Ni G. N., Wang X., Xu X. F., Zheng Y., Tripathy S., Ariando, Rusydi A., Loh K. P., Rubhausen M., Castro Neto A. H., O'zyilmaz B., Venkatesan T.//*AIP Advances*. 2011. V.1. P. 022109.
4. Frolov V. D., Pivovarov P. A., Zavedeev E. V., Khomich A. A., Grigorenko A. N., Konov V. I. Laser-induced local profile transformation of multilayered graphene on a substrate//*Optics and Laser Technology*. 2015. V.69. P.34-38.
5. Frolov V. D., Zavedeev E. V., Pivovarov P. A., Khomich A. A., Grigorenko A. N., Konov V. I. Water at the graphene–substrate interface: interaction with short laser pulses // *Quantum Electron*. 2015. V. 45 (12). P. 1166–1170.

Комбинированная диффузионно-дрейфовая модель однозатворных полевых транзисторов на основе графена

Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Романова И. А., Щербакова И. Ю.

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

Аннотация: В докладе описана комбинированная диффузионно-дрейфовая модель полевого транзистора на графене, учитывающая различия в подвижностях электронов и дырок. Получено хорошее согласование передаточных вольт-амперных характеристик (ВАХ) однозатворного полевого графенового транзистора (ПГТ) с известными экспериментальными данными.

1. Введение

Создание моделей полевых ПГТ является актуальной задачей, так как физика функционирования полевых транзисторов на основе полупроводниковых материалов и ПГТ имеют существенные отличия. В частности, на передаточных характеристиках ПГТ можно наблюдать области как электронной, так и дырочной проводимости, что необходимо учесть при моделировании этих приборов.

2. Основная часть

Одним из наиболее перспективных в настоящее время считается использование комбинированного подхода в сочетании с тремя основными методами синтеза для построения моделей приборных структур микро- и нанoeлектроники [1,2]. Поэтому в работе проведено моделирование электрических характеристик однозатворных полевых транзисторов на основе графена с использованием созданной комбинированной диффузионно-дрейфовой модели ПГТ [3,4]. С помощью эффективной подвижности учтено влияние подвижностей электронов и дырок. Исследован полевой транзистор на графене с длиной канала 10 микрон с HfO_2 в качестве подзатворного диэлектрика толщиной 40 нм [5]. Установлено влияние диэлектрической проницаемости h-BN на передаточные характеристики исследуемого прибора. В различных источниках значения для диэлектрической проницаемости HfO_2 варьируются от 16 до 22. Установлено, что чем больше величина данного параметра, тем выше ток стока на передаточных характеристиках прибора. Расчеты проводились при комнатной температуре. Рассчитаны передаточные характеристики исследуемого транзистора на графене при напряжениях на стоке 0,5 В, 1 В и 2 В. Графики зависимостей показывают, что увеличение напряжения на стоке приводит к увеличению тока стока и смещению точки Дирака в область более высоких напряжений на истоке.

С помощью предложенной модели проведены расчеты и получено хорошее согласование с экспериментальными данными [5] при комнатной температуре для исследуемого однозатворного ПГТ при напряжении на стоке равном -1 В.

3. Заключение

В докладе представлены результаты моделирования однозатворного ПГТ с HfO_2 в качестве подзатворного диэлектрика. Получены передаточные ВАХ исследуемого прибора в зависимости от напряжений на стоке. Адекватность модели подтверждена хорошим сравнением результатов расчетов с экспериментальными данными.

Список литературы

1. Абрамов И. И. Основы моделирования элементов микро- и нанoeлектроники. Монография. – Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing, 2016. 444 с.
2. Абрамов И.И. Проблемы и принципы физики и моделирования приборных структур микро- и нанoeлектроники. I. Основные положения // Нано- и микросистемная техника. 2006. № 8. С. 34–37.
3. Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Романова И. А., Щербакова И. Ю. Моделирование передаточных характеристик двухзатворных полевых графеновых транзисторов // Нано- и микросистемная техника. 2018. № 11. С. 643–650.
4. Abramov I., Labunov V., Kolomejtseva N., Romanova I. Shcherbakova I. Simulation of graphene field-effect transistors and resonant tunneling diodes based on carbon nanomaterials // Proc. SPIE. 2019. V. 11022. P. 110220F-1–11.
5. Kedzierski J., Hsu P.-L., Reina A., Kong J., Healey P., Wyatt P., Keast C. Graphene-on-Insulator Transistors Made Using C on Ni Chemical-Vapor Deposition // IEEE Elect. Dev. Lett. 2009. Vol. 30. N 7. P. 745–747.

Оптические и электрические характеристики жидких кристаллов, легированных наночастицами золота¹

Чаусов Д.Н., Курилов А.Д., Кучеров Р.Н.

Московский государственный областной университет, Мытищи, ул. Веры Волошиной, 24, 141014 Россия
d.chausov@yandex.ru

Аннотация: Изучено влияние наночастиц золота на диэлектрические, электрооптические и реологические параметры жидкокристаллической смеси ZhK-1289, характеризующие быстродействие устройств на основе жидких кристаллов в интервале концентраций 0.06–5 wt %. Построена фазовая диаграмма полученных композитов, демонстрирующая повышение температуры просветления и уширение диапазона существования мезофазы при внедрении наночастиц. Установлено, что в полученных дисперсиях наблюдаются структурные перестройки в области низких концентраций, приводящие к увеличению жёсткости жидкокристаллической матрицы к поперечному изгибу, уменьшению времён отклика и порогового напряжения перехода Фредерикса, а также росту анизотропии диэлектрической проницаемости и показателя преломления. Согласно результатам, полученным в настоящей работе, наилучшие значения физических параметров жидкокристаллической композитов на основе наночастиц золота для использования их в прикладных целях достигаются в концентрационном диапазоне 0.5–1 wt %.

1. Введение

На протяжении десятилетий жидкие кристаллы (ЖК) остаются ярким примером афункциональных материалов, демонстрирующим ряд принципиально новых свойств [1–3]. Жидкие кристаллы способны спонтанно образовывать различные наноразмерные структуры, что обуславливает наличие множества мезофаз со своими характерными особенностями [4–5]. Кроме того, способность реагировать на внешние воздействия (электрические и магнитные поля, температура, давление и электромагнитное излучение) позволила жидким кристаллам найти широкое применение в перестраиваемых электрооптических устройствах [6–8] и термохромных плёнках для прямого картирования теплового потока.

Сочетание жидких кристаллов, обладающих порядком и подвижностью на молекулярном и супрамолекулярном уровнях с уникальными свойствами наноматериалов позволяет создавать МЭМС и НЭМС устройства [9].

2. Материалы и методы исследования

В качестве наноматериалов в работе использовались наночастицы золота. Наночастицы золота были получены путем лазерной абляции твердой мишени в деионизированной воде. Основная масса ас располагалась на дне стеклянной кюветы под тонким слоем рабочей жидкости (несколько миллиметров) и облучалась излучением иттербиевого волоконного лазера (90 Дж/см² при 1060–1070 нм, ширина импульса 90 нс, частота повторения 20 кГц). Процесс получения наночастиц подробно описан ранее [10].

Методом просвечивающей электронной микроскопии проведён гранулометрический анализ полученных наночастиц золота. Функция плотности вероятности наночастиц по размеру показана на рисунке 1. Полученное распределение является бимодальным и описывается смесью нормальных распределений с медианами $\mu_1 = 7$ нм и $\mu_2 = 15$ нм.

В качестве носителя для наночастиц выбрана жидкокристаллическая смесь ZhK-1289, содержащая алкоксицианбифенилы и небольшое количество эфиров. Данная смесь характеризуется широким интервалом существования нематической мезофазы от 234.7 К до 337.0 К, а её компоненты являются известными и хорошо изученными веществами.

В работе представлены результаты исследования методами диэлектрической спектроскопии и динамики электрооптического отклика.

3. Заключение

Методом лазерной абляции получена серия устойчивых дисперсий наночастиц золота разной концентрации в ЖК смеси ZhK-1289. Начиная с концентрации 0.5 wt% наблюдается повышение температуры просветления и соответствующее уширение интервала существования мезофазы.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 18-07-00727 А, 19-57-45011 ИНД_а

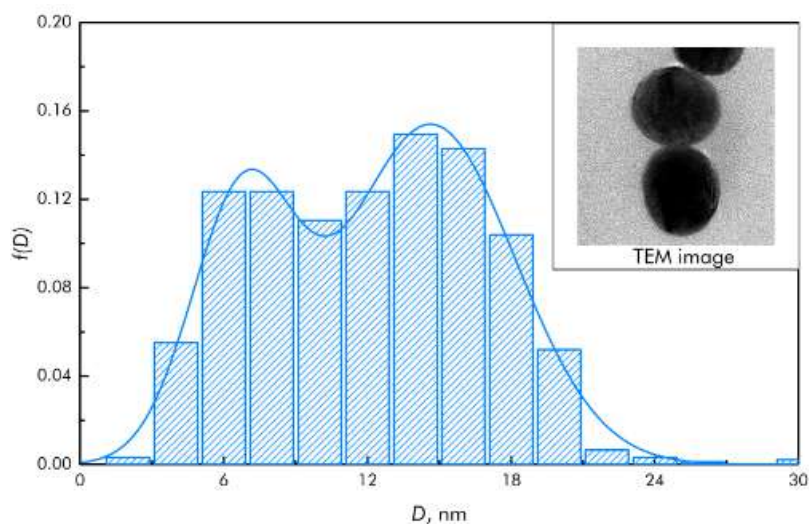


Рис. 1. Функция плотности вероятности размеров наночастиц золота

Диэлектрическая спектроскопия показала, что допирование жидкого кристалла наночастицами золота приводит к увеличению значений как компонент диэлектрической проницаемости, так и её анизотропии. Включение наночастиц золота в жидкокристаллическую матрицу приводит к резкому увеличению времён релаксации вследствие увеличения эффективной вязкости системы. В то же время, с ростом массовой доли наночастиц диэлектрические спектры смещаются в высокочастотную область, что соответствует снижению времён релаксации, а сила данного диэлектрического процесса возрастает. Такое поведение наблюдается вплоть до умеренных частот. Начиная с 1 wt% вновь наблюдается рост времён диэлектрической релаксации, а концентрационное увеличение эффективной вязкости начинает преобладать над синергетическим эффектом GNPs и молекул ЖК.

Сопоставление результатов диэлектрической спектроскопии и исследований динамики электрооптического отклика позволили определить, как упругие, так и вязкостные параметры полученных систем, и полностью охарактеризовать производительность жидкокристаллических соединений. Наличие наночастиц золота умеренной концентрации (0.25–1 wt%) в жидкокристаллической матрице приводит к увеличению её жёсткости к поперечному изгибу. Несмотря на прямую зависимость порогового напряжения от модулей упругости, высокие значения K_{11} снижают время электрооптического отклика, увеличивая тем самым быстрдействие устройств на основе жидких кристаллов.

Полученные в работе данные наглядно демонстрируют эффект увеличения производительности и уменьшения рабочих напряжений при модификации жидкокристаллической смеси ZhK-1289 наночастицами золота. По результатам проведённых исследований подобраны оптимальные концентрации допанта 0.5–1 wt% для достижения наивысших эксплуатационных параметров устройств на основе нематических жидких кристаллов при их модификации наночастицами золота.

Список литературы

1. Kato T, Uchida J, Ichikawa T, et al. Functional liquid crystals towards the next generation of materials // *Angewandte Chemie International Edition*. 2018. Vol. 57, № 16 pp.4355–4371.
2. Goodby JW, Mandle RJ, Davis EJ, et al. What makes a liquid crystal? The effect of free volume on soft matter // *Liquid Crystals*. 2015. Vol. 42, № 5-6 pp.593–622.
3. Guillaumat P, Ign'és-Mullol J, Sagu'es F. Control of active liquid crystals with a magnetic field // *Proceedings of the National Academy of Sciences*. 2016. Vol. 113, № 20 pp.5498–5502.
4. Liu M, Fan K, Padilla W, et al. Tunable meta-liquid crystals // *Advanced Materials*. 2016. Vol. 28, № 8 pp.1553–1558.
5. Kato T, Yoshio M, Ichikawa T, et al. Transport of ions and electrons in nanostructured liquid crystals // *Nature Reviews Materials*. 2017. Vol. 2, № 4 pp.17001.
6. Bisoyi HK, Li Q. Nanostructured self-organized heliconical nematic liquid crystals: Twist-bend nematic phase // *Functional Organic and Hybrid Nanostructured Materials: Fabrication, Properties, and Applications*. 2018 pp.575–621.
7. Kumar N, Zhang R, de Pablo JJ, et al. Tunable structure and dynamics of active liquid crystals // *Science advances*. 2018. Vol. 4, № 10 pp.eaat7779.
8. Alex-Amor A, Tamayo-Domínguez A, Palomares-Caballero A, et al. Analytical approach of director tilting in nematic liquid crystals for electronically tunable devices // *IEEE Access*. 2019. Vol. 7 pp.14883–14893.
9. Kurochkin O, Buluy O, Varshal J, et al. Ultra-fast adaptive optical micro-lens arrays based on stressed liquid crystals // *Journal of Applied Physics*. 2018. Vol. 124, № 21 pp.214501.
10. Simakin AV, Astashev ME, Baimler IV, et al. The effect of gold nanoparticle concentration and laser fluence on the laser-induced water decomposition // *The Journal of Physical Chemistry B*. 2019. Vol. 123, № 8 pp.1869–1880.

Исследование спектральных и проводящих свойств наноструктурированных углеродных и органических пленок¹

Тютюник А. С., Гурченко В. С., Н.И. Карпенко

Крымский федеральный университет им. В.И. Вернадского
просп. Ак. Вернадского, 4, Симферополь, 295007, Россия
mazinovas@cifu.ru

Аннотация: В работе представлены спектры пропускания и поглощения электромагнитного излучения для тонких пленок, полученных методом полива из растворов фуллерена в воде и 4-метилфенилгидразона N-изоамилизатина в хлороформе, терагерцового диапазона. Описана методика получения, синтез, микроскопия углеродных и органических пленок. Показаны спектры взаимодействия электромагнитного излучения с тонкими пленками в оптическом 400-920 нм (325-750 ТГц) и ИК 650 – 4000 см⁻¹ (19,4 – 119,9 ТГц) диапазонах. Определены оптимальные толщины активных слоев гетероструктуры на основе водных растворов фуллерена и 4-метилфенилгидразона N-изоамилизатина, что позволило получить максимальное увеличение проводимости.

1. Введение

Современное развитие средств телекоммуникации вынуждает исследователей осваивать новые частотные диапазоны, с одновременной разработкой новой приемопередающей радиоаппаратуры [1]. Поиск новых материалов и молекулярных соединений, которые смогут эффективно взаимодействовать с электромагнитным излучением в различных частотных диапазонах становится первоочередной задачей современных ученых [2]. Фуллерен C₆₀ вызвал большой интерес благодаря своим структурным и химическим особенностям [3]. Благодаря сильным акцепторным свойствам фуллерен получил широкое применение в солнечной энергетике [4]. На это также указывают последние разработки углеродо-органических гетероструктур в области фотовольтаики [5]. Однако применение исходного C₆₀ в твердой фазе затруднено в связи с его очень низкой растворимостью. Учитывая данный факт, удивительно, что относительно высокая концентрация C₆₀ может быть достигнута простым перемешиванием C₆₀ в воде в течении длинного периода, в результате которого получается однородный раствор под названием FWS (Fullerene-Water System) [6] Тем не менее информация об исследовании оптических и проводящих свойств углеродных (FWS) и органических (изатинов) тонких пленок, в литературе встречается крайне редко. В связи с чем была предпринята попытка создания гетероструктуры на основе FWS и IMPH (4-метилфенилгидразона N-изоамилизатина (N-isoamylisatin 4-methylphenylhydrazone), а также исследование эффектов воздействия электромагнитных волн оптического диапазонов на полученные наноструктурированные пленки.

2. Спектры оптического пропускания в видимом диапазоне

Исследование эффектов воздействия электромагнитных волн видимого диапазона на наноструктурированные пленки FWS и органического IMPH выполнено при помощи призматического монохроматора с галогеновой лампой и ИК-фильтром, в диапазоне 400-920 нм (325-750 ТГц).

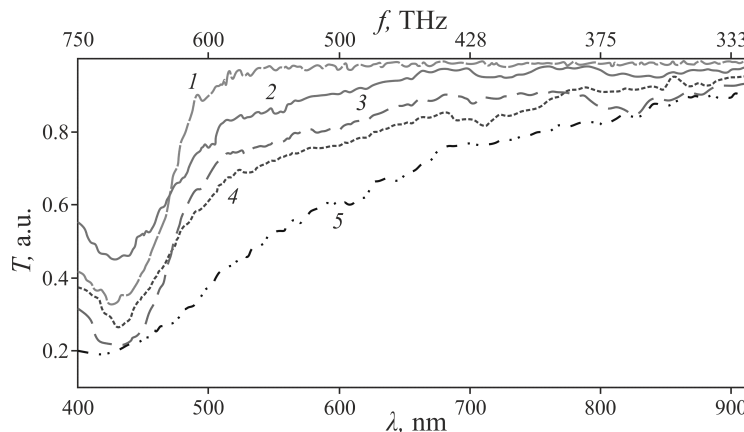


Рис. 1. Оптические спектры пропускания видимого диапазона пленочных структур: 1) IMPH; 2) IMPH 85% + FWS 15%; 3) IMPH 70% + FWS 30%; 4) IMPH 55% + FWS 45%; 5) FWS 100%

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-32-90038.

Перед проведением каждой серии экспериментов выполнялась калибровка спектрометра по линии водорода. Нормировка производилась на чистую подложку. Для оценки влияния электромагнитных волн на тонкие пленки, была подготовлена серия образцов с постепенным увеличением концентрации FWS в IMPH. Нормированные на спектры исходных подложек зависимости интенсивностей прошедших сигналов имели не менее $1.5 \cdot 10^3$ точек при длительности поворота призмы не менее 30 минут (рис. 1). Полученные характеристики прохождения можно охарактеризовать как относительно ровные с постепенным уменьшением коэффициентов прохождения при увеличении концентрации FWS. Минимальными характеристиками прохождения обладали углеродные пленки, максимальным коэффициентом прохождения - органические пленки. Однако стоит отметить наличие коротковолновых 420-500 нм (600-713 ТГц) экстремумов, вероятнее всего дающие пики поглощения.

3. Проводящие свойства пленок

Электродинамические характеристики плёнок водорастворимого фуллерена и гетероструктуры, на основе FWS и IMPH исследовались последовательно, при помощи анализатора полупроводников Keysight B1500A. В качестве контактной группы, были использованы алюминий и оксид индия-олова (ITO), полученные методом вакуумного напыления. Удельное сопротивление контактов составляло менее $20 \text{ } \Omega/\text{sq}$, геометрические размеры были равны $10 \times 10 \text{ мм}$. Гетероструктура (ITO-FWS-IMPH-Al), как и чистый водорастворимый фуллерен (ITO-FWS-Al) были представлены в виде «сэндвича». Измерение проводимости пленочных структур проводились не менее 10 раз, с дальнейшим усреднением. Первичное исследование кинетики заряда осуществлялось посредством анализа вольт-амперных характеристик (рис. 2).

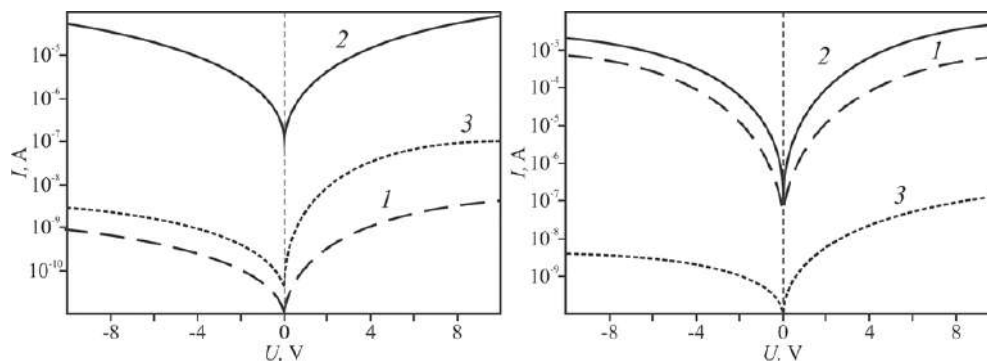


Рис. 2. Вольт-амперные характеристики структур: ITO-FWS-Al (a) и гетероструктуры ITO-FWS-IMPH-Al (b), при концентрациях фуллерена: 1) 0.15 мг/см²; 2) 0.3 мг/см²; 3) 0.45 мг/см²

4. Заключение

В рамках данной работы показаны результаты исследования взаимодействия электромагнитного излучения оптического диапазона с тонкими пленками FWS и IMPH в терагерцовых диапазонах. Исследуемые органические структуры оказались менее чувствительны к электромагнитному излучению видимого диапазона. Увеличением концентрации FWS в IMPH показало постепенное уменьшение коэффициентов прохождения в диапазоне частот 400-920 нм (325-750 ТГц). Наглядно показана и охарактеризована морфология поверхности полученных тонких пленок. Экспериментальным путем определены оптимальные концентрации вещества для построения потенциального барьера на основе водорастворимого фуллерена и органического соединения 4- метилфенилгидразон N-изоамилизатина.

Список литературы

1. Liu, J., Lucas, E., Raja, A.S. Photonic microwave generation in the X-and K-band using integrated soliton microcombs // Nat. Photonics. 2012
2. Starostenko V.V., Mazinov A.S., Tyutyunik A.S., Fitaev I.Sh., Gurchenko V.S. Nanostructured carbon and organic films: spectral microwave and optical characteristics // St. Petersburg Polytechnical State University Journal. Physics and Mathematics. 2020. Vol. 13. P.98-108.
3. Giacalone, F., & Martín, N. Fullerene Polymers: Synthesis and Properties. // Chemical Reviews. 2006. Vol. 12. P.5136-5190.
4. Гусев А.Н., Мазинов А.С., Шевченко А.И., Тютюник А.С., Гурченко В.С., Брага Е.В. Вольтамперные характеристики и фотоэлектрический эффект гетероструктур фуллерен C60 – 4-метилфенилгидразон N-изоамилизатина. // Письма в ЖТФ. 2019. Т. 45. № 19. С. 40–43.
5. A. N. Gusev, A. S. Mazinov, A. I. Shevchenko, A. S. Tyutyunik, V. S. Gurchenko, and E. V. Braga Research of heterojunctions based on the system of fullerene and hydrazone // Prikl. Fiz. 2019. Vol. 48. Is. 6. P. 48-53.
6. Siepi, M., Politi, J., Dardano, P., Amoresano, A., De Stefano, L., Maria Monti, D., & Notomista, E Modified denatured lysozyme effectively solubilizes fullerene c60 nanoparticles in water // Nanotechnology. 2017. Vol. 28.

Структурное состояние наночастиц CuInSe_2 , CuInTe_2 , сформированных в силикатных матрицах различного состава

¹ Боднар И. В., ¹ Соловей Н. П., ² Стрелюхин А. В.

¹ Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, 220013, ул. П. Бровки, 6, Республика Беларусь
33770011@mail.ru

² Белорусский национальный технический университет
г. Минск, 220013, пр. Независимости, 65, Республика Беларусь
077033011@mail.ru

Аннотация: Исследованы спектральные свойства в видимой и ИК областях спектра наночастиц CuInSe_2 , CuInTe_2 , полученных в силикатных матрицах с различным содержанием щелочных компонентов. Особенности спектров поглощения объясняются изменением кристаллической решетки наночастиц при их формировании в стеклянных матрицах.

1. Введение

Наночастицы сложных полупроводниковых соединений, сформированные в различных диэлектрических матрицах, по своим термодинамическим, электрическим и оптическим свойствам отличаются от объемного материала [1]. Кроме того, в них обнаружены размерно-зависимые свойства, позволяющие создавать электронно-оптические устройства нового поколения. В настоящей работе рассматриваются наночастицы полупроводниковых соединений класса I-III-VI₂ составов CuInSe_2 , CuInTe_2 , сформированные в силикатных стеклах разного состава. Как показано [2, 3], формирование наночастиц и их нелинейно-оптические свойства зависят от условий синтеза, состава матрицы, природы и объемной доли введенного полупроводника, размеров и характера локализации их в матрице. Для соединений CuInSe_2 , CuInTe_2 в массивном материале характерна тетрагональная структура халькопирита. Однако известна и кубическая модификация, температура перехода в которую для CuInSe_2 составляет 1083 К, для CuInTe_2 – 940 К.

Цель настоящей работы – установить изменение структурного состояния вышеуказанных полупроводников при переходе из макроскопического состояния в ультрадисперсное в матрицах различного состава, а также в результате дополнительного термостимулированного прогрева стекол.

2. Методика эксперимента и методы исследований

Для получения наночастиц CuInSe_2 , CuInTe_2 использовали два стекла системы $\text{SiO}_2\text{-CaO-Na}_2\text{O}$. В состав одного из них (СМ2) входил оксид только одного щелочного компонента (Na_2O) в количестве 22 мол.% (монощелочная матрица), в состав другого (СМ21) – оксиды трех щелочных компонентов натрия, калия, лития в отношении 1:1:1 при их общей концентрации 22 мол.% (полищелочная матрица). Синтез стекол с наночастицами проводили по методу, описанному в [2, 3], поликристаллический CuInSe_2 получен по технологии [4], его кристаллическая структура (халькопирит) идентифицирована рентгенографически. Eg соединения CuInSe_2 определена по краю собственного поглощения и составила 0,99 эВ, для CuInTe_2 – 0,96 эВ. Количество вводимого в стекла полупроводника составило 0,5 – 1,0 мас. %.

Дополнительную термообработку проводили путем прогрева стекол с наночастицами при температурах 500, 550, 600 °С с выдержкой при этих температурах в течение 6 часов. Спектры пропускания в ИК области и спектры поглощения в видимой области записывали на полированных плоскопараллельных образцах толщиной 2,0 и 0,2 мм соответственно на спектрофотометре CARY-17D.

3. Результаты и обсуждение

Появление характерного окрашивания стекол при введении в них полупроводниковых соединений CuInSe_2 , CuInTe_2 (исходные матрицы бесцветны), а также данные ПЭМ указывают на формирование в матрицах нанокристаллов размером 15-30 нм, причем средний размер наночастиц в СМ21 меньше, чем в СМ2. Однако существенного различия в форме наночастиц, которая близка к сферической, а также характера локализации их в матрицах СМ2 и СМ21 не наблюдается.

В докладе представлены спектры пропускания в ИК-области и оптического поглощения в видимой области наночастиц CuInSe_2 , CuInTe_2 , сформированных в матрицах различного состава. Исследования показывают, что спектральные свойства зависят от концентрации и природы полупроводника, химического

состава матрицы. Так как полупроводник локализован в фазе, обогащенной щелочными компонентами [5], то естественно предположить, что природа и активность щелочных компонентов, входящих в состав матрицы, будет оказывать влияние на свойства и структуру сформированных наночастиц.

Наблюдаемые небольшие смещения спектральной кривой по сравнению с объемным полупроводником и размытость коротковолнового края свидетельствует об усложнении зонной структуры или о каких-либо других эффектах, которые создают дополнительное поглощение света при энергии фотона менее E_g . Большая размытость спектральной кривой с появлением дополнительного максимума в области 0,8-0,9 мкм характерна для наночастиц, сформированных в матрице CM21. В видимой области для наночастиц, сформированных в этой же матрице, на спектрах оптического поглощения наблюдается характерный максимум в области 560-580 нм, интенсивность и смещение которого зависит как от концентрации полупроводника, так и от режимов дополнительной термообработки. Для наночастиц CuInSe_2 , CuInTe_2 , сформированных в матрице CM2, указанные максимумы отсутствуют как до, так и после дополнительной термообработки.

Изменения в спектрах стекол с наночастицами, сформированных в различных матрицах, может быть обусловлено различными факторами, среди которых обычно главным считают эффект размерного ограничения для экситонов, однако для частиц наблюдаемого размера он не может быть так значителен. Среди других возможных факторов можно отметить изменение стехиометрии, влияние стеклянной матрицы, изменение кристаллической структуры наночастиц. Как уже указывалось, для соединений рассматриваемого класса наиболее устойчивой является структура типа халькопирита. Однако при определенных условиях могут формироваться и другие кристаллические модификации. Можно предположить, что наночастицы CuInSe_2 , CuInTe_2 в матрице CM21 (с полищелочным эффектом) имеют кубическую кристаллическую структуру типа сфалерита, в которой плотность экситонных состояний ожидается выше, что может обуславливать наблюдающиеся максимумы поглощения в видимой области. Рентгенографическое исследование, проведенное нами ранее для наночастиц CuInS_2 , указывают на такую возможность для этого класса соединений [6]. Для наночастиц, сформированных в монощелочной матрице (CM2), а также для наночастиц CuInSe_2 с концентрацией 1,0 мас.% в матрице CM21, по видимому, характерна тетрагональная структура типа халькопирита, которая не обеспечивает формирования экситонных максимумов, с чем и связаны незначительные изменения в спектрах в процессе термообработки.

Следует отметить, что структура, получающаяся непосредственно после синтеза стекол (как в случае с CuInSe_2), может не отвечать термодинамически равновесному состоянию. Термообработка в этом случае может способствовать трансформации первично образованной неравновесной структуры.

4. Заключение

Получены наночастицы CuInSe_2 , CuInTe_2 в силикатных матрицах различного химического состава. Исследованы их спектральные свойства. Эволюция спектров стекол в зависимости от состава матрицы и дополнительной термообработки объясняется различием кристаллических решеток сформированных наночастиц. Предполагается, что в наночастицах, сформированных в монощелочной матрице, сохраняется тетрагональная структура халькопирита, а в полищелочной – в зависимости от концентрации и природы полупроводника, режимов дополнительной термообработки может быть и кубическая, и тетрагональная структура.

Список литературы

1. Хайрутдинов Р.Ф. Физика-химия нанокристаллических полупроводниковых материалов // Коллоидный журнал. 1997. Т. 59, № 5. С. 581-595.
2. Боднар И.В., Соловей Н.П., Гурин В.С. и др. Формирование и оптические свойства наночастиц $\text{CuInSe}_{2x}\text{Te}_{2(1-x)}$ в матрице силикатного стекла // ФТП. 2004. Т. 38, вып. 12. С. 1447-1454.
3. Боднар И.В., Гурин В.С., Соловей Н.П. и др. Формирование и оптические свойства наночастиц CuInTe_2 в силикатной матрице // ФТП. 2007. Т. 41, вып. 8. С. 959-964.
4. Боднар И.В., Забелина И.А., Корзун Б.В. и др. Получение и исследование физико-химических свойств твердых растворов $\text{CuInSe}_{2x}\text{Te}_{2(1-x)}$ // ЖНХ. 1991. Т. 36, № 4. С. 1062-1066.
5. Кутолин С.А., Нейч А.И. Физическая химия цветного стекла. М.: Стройиздат, 1988. 194 с.
6. Гуринович Л.И., Гурин В.С., Иванов В.А. и др. Оптические свойства наночастиц CuInS_2 в области фундаментального края поглощения // Журн. прикл. спектр. 1998. Т. 65, № 3. С. 387-393.

Высокоорганизованные монослои и пленки Ленгмюра — Шеффера на основе производных фталоцианина как перспективные материалы для наноэлектроники¹

^{1,2,3}Казак А. В., ³Марченкова М. А., ¹Усольцева Н. В., ¹Смирнова А. И., ⁴Рогачев А. В.
⁵Дубинина Т. В.,

¹ НИИ Наноматериалов, Ивановский государственный университет
Иваново, 153025, ул. Ермака, 39, Россия
alexkazak86@gmail.com

² Московский государственный областной университет
Мытищи, 141014, ул. Веры Волошиной, д. 24 Россия

³ ФНИЦ «Кристаллография и фотоника» РАН
Москва, 119333, Ленинский пр., 59, Россия

⁴ Национальный исследовательский центр «Курчатовский институт»
Москва, 123182, пл. Академика Курчатова, 1, Россия

⁵ Московский государственный университет имени М.В. Ломоносова
Москва, 119991, Ленинские горы, д. 1, Россия.

Аннотация: С целью определения влияния молекулярной структуры производных фталоцианина на надмолекулярную организацию и физико-химические свойства в тонкопленочных материалах, получены плавающие слои и тонкие пленки шести производных фталоцианина. Определена их надмолекулярная организация. Установлено, что исследуемые смешанно-замещенные производные фталоцианина формируют стабильные монослои с расположением молекул плоскостью макроцикла параллельно воде (*face-on* упаковка), тогда как производные нафталоцианина образуют монослои с расположением молекул перпендикулярно воде (*edge-on* упаковка). Данные монослои в своей структуре содержат незначительное количество 3D-агрегатов. Это подтверждает и анализ электронных спектров поглощения.

1. Введение

С целью управления свойствами, обеспечивающими улучшенные характеристики приборов наноэлектроники, в том числе элементов фотовольтаических устройств, в данной работе производился поиск оптимальных условий для создания новых органических тонкопленочных материалов на основе производных фталоцианина. Для этого мы, в продолжение наших предыдущих работ [1—6] определяли влияние молекулярной структуры производных фталоцианина на их надмолекулярную организацию и физико-химические свойства в тонких пленках.

2. Объекты и методы исследований

Объектами исследования являлись три смешанно-замещенных производных фталоцианина: 1,4,8,11,15,18-гексагексилокси-22,23,24,25-тетрахлорфталоцианин (соединение **I**), 1,4,8,11,15,18-гексаоктилокси-22,23,24,25-тетрахлорфталоцианин (соединение **II**), 1,4,8,11,15,18-гексаоктилокси-23,24-дихлорфталоцианин гидроксид гольмия (соединение **III**), а также три производных нафталоцианина: 3,4,12,13,21,22,30,31-окта-фенил-2,3-нафталоцианин цинка (соединение **IV**), 3,4,12,13,21,22,30,31-окта-(2-нафтил)-2,3-нафталоцианин цинка (соединение **V**), 3,4,12,13,21,22,30,31-окта-(2-нафтокси)-2,3-нафталоцианин цинка (соединение **VI**).

С целью определения типа возможной молекулярной упаковки в плавающих слоях, формирующихся на поверхности раздела фаз воздух/вода, были созданы модели молекул данных соединений и их мономолекулярных слоев, а также рассчитаны их геометрические характеристики. Моделирование выполнено в программе HyperChem версия 8.0 (метод расчетов MM+). Плавающие (Ленгмюровские) слои формировали из растворов исследуемых соединений в хлороформе ($C = 0,0067$ мас. %), где C – массовая доля растворенного вещества, на установках Nima 601A, KSV 5000 и KSV 2000 (Финляндия). Системы очистки воды: Millipore Elix 3, Millipore Simplicity 185. Удельное сопротивление воды $\rho = 18$ МОм·см. Начальная степень покрытия водной поверхности мо-

¹ Работа поддержана Министерством науки и высшего образования РФ в рамках государственного задания Ивановскому государственному университету для выполнения научно-исследовательских работ (заявка № FZZM-2020-0006) и частично выполнена при финансовой поддержке РФФИ (гранты № 19-03-00763а, 19-57-04002бел_мол_а, 20-07-00181а) и гранта Президента Российской Федерации для молодых ученых (МК-3767.2019.9).

лекулами данных производных фталоцианина (с) была рассчитана по методу, описанному ранее [7]. Процесс формирования монослоя на водной поверхности изучался *in situ* методом брестерской микроскопии (BAM Optrel 3000 фирмы KSV Instruments, Финляндия). Для исследования структурной организации плавающих слоев был применен метод дифракции в скользящей геометрии (GID) на станции «Ленгмюр» Курчатовского источника синхротронного излучения. Тонкие пленки получали последовательным переносом слоев исследуемых соединений с поверхности воды на кремниевые и стеклянные подложки при комнатной температуре (293–295 К). Перенос слоев с поверхности воды осуществлялся методом Ленгмюра-Шеффера (горизонтальный лифт), $n = 1\text{--}25$ слоев. Топологию поверхности и толщину пленок, нанесенных на кремниевые подложки ($n = 1$), оценивали с помощью атомно-силовой микроскопии (АСМ) в полуконтактном режиме с помощью микроскопа Solver 47 Pro (НТ-МДТ, Россия). Электронные спектры поглощения (ЭСП) растворов в хлороформе и тонких пленок исследуемых соединений на стеклянных подложках регистрировали при комнатной температуре в диапазоне 300–1100 нм на спектрофотометре *UV-1800 Shimadzu* (Германия).

3. Результаты и их обсуждение

Установлено, что смешанно-замещенные производные фталоцианина (соединения **I–III**) образуют на поверхности воды плавающие слои с расположением молекул плоскостью макроцикла параллельно воде, при этом для каждого соединения в конденсированном состоянии формируется единственная кристаллическая фаза с межплоскостным расстоянием: $d = 1.93$ нм – соединение **I**; $d = 2.3$ нм – соединение **II**; $d = 2.06$ нм – соединение **III**. Формирование дополнительных кристаллических фаз не происходит, возможно, из-за наличия в структуре молекулы фталоцианина длинных алифатических заместителей, которые стерически нарушают взаимодействие макроциклов и тем самым препятствуют образованию каких-либо кристаллических фаз, отличных от фазы с плоским расположением макроцикла на поверхности воды. Производные нафталоцианина (соединения **IV–VI**) на поверхности раздела фаз воздух/вода формируют аморфные моно- и бислои с преимущественной *edge-on* упаковкой молекул в слое. При этом для всех исследуемых соединений наблюдается склонность к образованию незначительных включений в слои 3D-агрегатов. Показано, что в пленках Ленгмюра-Шеффера соединений **I–VI** по сравнению с раствором проявляется незначительное смещение полос поглощения. Такие изменения спектра характерны для красителей, которые в результате экситонных взаимодействий образуют надмолекулярные агрегаты.

4. Заключение

В результате проведенного комплексного теоретико-экспериментального исследования установлено, что у соединений **I–III** в процессе формирования плавающих слоев происходит плавное вытеснение алифатических заместителей из плоскости макроцикла в воздушную фазу и, в дальнейшем, образуются стабильные моно- или бислои с расположением молекул плоскостью макроцикла параллельно воде (*face-on* упаковка). Соединения **IV–VI** формируют стабильные плавающие слои с расположением молекул перпендикулярно воде (*edge-on* упаковка). Во всех плавающих слоях содержится незначительное количество 3D-агрегатов. Анализ электронных спектров поглощения тонких пленок исследуемых соединений подтверждает содержание 3D-агрегатов в структуре пленок.

Список литературы

1. Usol'tseva N. V., Kazak A. V., Luk'yanov I. Yu. et al. Influence of molecular structure peculiarities of phthalocyanine derivatives on their supramolecular organization and properties in the bulk and thin films // *Phase Transitions: A Multinational Journal*. 2014. Vol. 87, № 8. P. 801–813.
2. Галанин Н. Е., Шапошников Г. П., Смирнова А. И. и др. Синтез, спектральные и мезоморфные свойства смешанно-замещенных фталоцианинов на основе 3,6-диоктилосифталонитрила и 4,5-дихлорфталоцитрилла, а также их комплексов с гольмием // *Жидкие кристаллы и их практическое использование*. 2014. Том. 14, № 4. С. 74–84.
3. Usol'tseva N., Bykova V., Zhamikova N. et al. Influence of *meso*-substituted porphyrins molecular structure on their mesogeneity // *Molecular Crystals and Liquid Crystals*. 2010. Vol. 525. С. 184–193.
4. Усольцева Н.В., Смирнова А.И., Казак А.В. и др. Оптические, мезоморфные и фотоэлектрические свойства лигандов и металлокомплексов смешанно-замещенных фталоцианинов типа A_3B . // *Жидкие кристаллы и их практическое использование*. 2015. Том. 15, № 4. С. 56–71.
5. Kazak A. V., Usol'tseva N. V., Sotsky V. V. et al. Influence of *meso*-substituted tetraphenylporphyrin derivatives structure on their supramolecular organization in floating layers and Langmuir-Blodgett films // *Langmuir*. 2012. Vol. 28, № 49. P. 16951–16957.
6. Казак А.В., Юдин С.Г., Быкова В.В. и др. Надмолекулярная организация ленгмюровских пленок *мезо*-замещенных производных порфирина // *Жидкие кристаллы и их практическое использование*. 2011. № 2 (36). С. 52–58.
7. Казак А.В., Жукова Л.Н., Ковалева М.И. и др. Самоорганизация азокрасителя КД-2 в плавающих слоях и пленках Ленгмюра-Шеффера // *Жидкие кристаллы и их практическое использование*. 2018. Том 18, № 3. С. 74–81.

Использование таммовских резонансов в СВЧ фотонном кристалле для измерения удельной электропроводности металлических нанослоев¹

¹ Скрипаль А.В., ¹ Пономарев Д.В., ¹ Комаров А.А.

¹ Саратовский национальный исследовательский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского
г. Саратов, 410012, Российская Федерация
skripala_v@info.sgu.ru

Аннотация: Исследовано возникновение таммовских резонансов в запрещенных зонах одномерного СВЧ фотонного кристалла с диэлектрическим заполнением, граничащего со сплошным металлическим нанослоем. В основу методики измерения удельной электропроводности металлических нанослоев положено решение обратной задачи методом наименьших квадратов, основанное на использовании частотной зависимости коэффициентов отражения и прохождения электромагнитной волны в окрестности таммовского резонанса.

1. Введение

СВЧ фотонные кристаллы, являющиеся разновидностью метаматериалов, используются также в качестве новых типов электродинамических систем при разработке СВЧ-сенсоров физических величин [1] и при измерении параметров материалов и структур СВЧ-методами [2]. Значительное внимание при исследовании СВЧ фотонных кристаллов уделяется эффектам, приводящим к возникновению ярко выраженных резонансов на их амплитудно-частотных характеристиках. К таким резонансам следует отнести появление дефектных мод колебаний в запрещенной зоне фотонного кристалла при создании нарушений периодичности его структуры и интерфейсных состояний различной природы, в том числе фотонных таммовских состояний [3]. В СВЧ-диапазоне авторами [4] исследовано изменение дефектной моды волноводного фотонного кристалла при его контакте с нанометровым металлическим слоем. Однако исследований возникновения таммовских резонансов в СВЧ-фотонных кристаллах, контактирующих с нанометровыми металлическими слоями или слоями металлodieлектрического нанокомпозита, выполнено не было. Возникновение таммовских резонансов в СВЧ фотонном кристалле, граничащем с нанослоем с высокой удельной электропроводностью, позволит реализовать диагностику сильнолегированных полупроводниковых и металлических слоев, графеновых структур и металлodieлектрических метаповерхностей, основанную на использовании частотной зависимости коэффициентов отражения и прохождения электромагнитной волны в окрестности таммовского резонанса.

2. Модель одномерного СВЧ фотонного кристалла с проводящим слоем в виде сплошного нанометрового металлического слоя

В диапазоне частот 7–13 ГГц исследован СВЧ-фотонный кристалл на основе прямоугольного волновода с диэлектрическим заполнением в виде периодически чередующихся слоев двух типов диэлектриков с разными значениями толщины и диэлектрической проницаемости. Фотонный кристалл состоит из 11 слоев. Нечетные слои были изготовлены из керамики Al_2O_3 ($\epsilon = 9,6$), четные – из тефлона ($\epsilon = 2,0$). Длина нечетного и четного сегментов составляла 0,5 мм и 18 мм соответственно. Сплошной нанометровый металлический слой был нанесен на крайний керамический слой Al_2O_3 .

Для расчета частотной зависимости коэффициентов отражения $R(f)$ и коэффициента пропускания $D(f)$ электромагнитной волны при ее нормальном падении на многослойную структуру, которая полностью заполняет волновод по его поперечному сечению, перпендикулярному направлению распространения излучения использовалась матрица передачи между областями с различными значениями постоянной распространения электромагнитных волн γ_i и γ_{i+1} . Коэффициенты отражения S_{11} и прохождения S_{21} электромагнитной волны, взаимодействующей со слоистой структурой, определяли через элементы матрицы передачи.

Были выполнены расчеты коэффициентов прохождения и отражения при падении электромагнитной волны на фотонный кристалл со стороны, противоположной границе фотонного кристалла с нанометровым металлическим слоем (см. рис. 1).

¹ Работа выполнена при поддержке Минобрнауки России в рамках госзадания (проект № FSRR-2020-0005) и стипендии Президента РФ (СП-3301.2018.3).

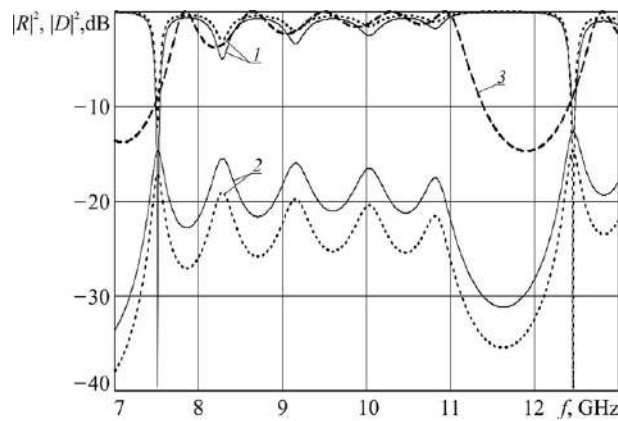


Рис. 1. АЧХ коэффициентов отражения (кривые 1) и прохождения (кривые 2) электромагнитной волны при толщине нанометрового металлического слоя равной 76 нм (сплошные кривые) и 125 нм (пунктирные кривые) с удельной электропроводностью $0.5 \cdot 10^6 \text{ Ом}^{-1}\text{м}^{-1}$ и АЧХ коэффициента прохождения фотонного кристалла без металлического нанослоя (кривая 3)

Как следует из результатов расчета на АЧХ коэффициента отражения фотонной структуры на краю как первой, так и второй запрещенных зон на частотах $f_{\text{Tamm1}} = 7.51 \text{ ГГц}$ и $f_{\text{Tamm2}} = 12.46 \text{ ГГц}$ возникают ярко выраженные резонансы, обусловленные существованием фотонного таммовского состояния на границе фотонного кристалла с металлическим нанослоем. Низкий коэффициент пропускания на частоте фотонного таммовского резонанса объясняется довольно сильным поглощением металлического нанослоя и низким коэффициентом отражения на данной частоте.

3. Использование таммовских резонансов для измерения удельной электропроводности металлических нанослоев

В основу метода измерения положено решение обратной задачи, основанное на минимизации разности экспериментальных и расчетных частотных зависимостей коэффициента пропускания $D(\sigma, f)$ и отражения $R(\sigma, f)$ на частоте таммовского резонанса, с использованием метода наименьших квадратов. С использованием этой методики измерений на основе решения обратной задачи были определены значения удельной электропроводности нанослоев нихрома (NiCr) и нанослоев на основе сплава тантал-алюминий-азот (TaAlN) (таблица 1).

Таблица 1. Результаты измерений параметров металлических нанослоев

Материал нанослоя	Толщина, нм	Удельная электропроводность σ , См/м	Поверхностное сопротивление, Ом на квадрат
NiCr	101	$0.361 \cdot 10^6$	27.3
TaAlN	146	$0.39 \cdot 10^6$	17.56

4. Заключение

Показано, что использование таммовских резонансов в одномерном СВЧ фотонном кристалле позволяет реализовать методику измерения удельной электропроводности металлических нанослоев, контактирующих с фотонным кристаллом. В основу метода измерения положено решение обратной задачи, основанное на минимизации разности экспериментальных и расчетных частотных зависимостей коэффициента пропускания и отражения на частоте таммовского резонанса.

Список литературы

1. Wei Tao, Wu Songping, Huang Jie, Xiao Hai, Fan Jun. Coaxial cable Bragg grating // Applied Physics Letters. 2011. Т. 99, № 11. С. 113517(1–3).
2. Usanov D. A., Nikitov S. A., Skripal A. V. Ponomarev D. V. One-dimensional microwave photonic crystals: new applications. CRC Press, Taylor Francis Group, 2019. 154 p.
3. Vinogradov A. P., Dorofeenko A. V., Merzlikin A. M., Lisyansky A. A. Surface states in photonic crystals // Physics-Uspexhi, 2010. Т. 53, № 3. С. 243–256.
4. Usanov D., Skripal A., Abramov A., Bogolubov A., Skvortsov V., Merdanov M. Measurement of the metal nanometer layer parameters on dielectric substrates using photonic crystals based on the waveguide structures with controlled irregularity in the microwave band // Proc. of 37rd European Microwave Conference (Munich, Germany, Oct. 8–12, 2007). С. 198–201.

Электромагнитные характеристики полимерных материалов для 3D печати с углеродными нанотрубками в КВЧ диапазоне¹

¹ Кулешов Г. Е., ¹ Бадьин А. В., ¹ Геринг М. О., ¹ Дорожкин К. В.

¹ Национальный исследовательский Томский государственный университет
пр. Ленина, 36, Томск, 634050, Россия
grigorij-kge@sibmail.com

Аннотация: В данной работе представлены результаты исследования электромагнитных характеристик полимерных композиционных материалов полученных методом 3D печати. В качестве основы материалов использовались ABS пластик с добавлением от 1 вес.% до 5 вес.% многостенных углеродных нанотрубок (МУНТ) со средним диаметром 18,6 нм. Измерения проводились в КВЧ диапазоне. Приведены концентрационная зависимость комплексной диэлектрической проницаемости композитов при различных частотах. Рассчитан электромагнитный отклик от изготовленных материалов.

1. Введение

При разработке новых современных радиотехнических устройств, работающих в СВЧ и КВЧ диапазонах, может возникать ряд проблем. К этим проблемам относятся: электромагнитная безопасность, электромагнитная совместимость, а также электромагнитная экология. Для снижения неблагоприятного воздействия электромагнитных волн используют экранирующие покрытия. Наиболее распространенными являются композиционные материалы с различным комбинированием наполнителей. В качестве связующего (матрицы) можно использовать всевозможные полимеры (краски, лаки, эпоксидные смолы, полимерные структуры, силикон и т.д.). В качестве наполнителей наиболее часто используются различные ферриты [1], сегнетоэлектрики, мультиферроики, графен, одностенные и многостенные нанотрубки [2], карбонильное железо. Особо перспективными материалами для применения в электронных устройствах являются углеродные нанотрубки и волокна [3]. Они обладают механической прочностью, пластичностью, малым объемным весом и изменяющейся в широких пределах проводимостью. На их основе изготавливаются высокопрочные и легкие покрытия [4].

На сегодняшний день начинает активно развиваться изготовление компонент для радиоэлектронных устройств с использованием аддитивной технологии. За счет создания 3D моделей в CAD-приложениях и печати композитным филаментом можно создавать объекты и структуры требуемого объема и формы, а также существенно удешевить и ускорить процесс производства компонент для радиоэлектронных устройств [5].

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Первым этапом работы было изготовление композиционных филаментов для 3D печати. В качестве полимерной основы был выбран ABS пластик. Далее пластик растворялся в ацетоне и был смешан с наполнителем в разных процентных соотношениях. В качестве наполнителей использовались порошки многостенных углеродных нанотрубок со средним диаметром 18,6 нм (МУНТ) [6]. Затем при помощи установки горячего экструдирования из имевшегося сырья были произведены нити композиционного филамента. В последствии с использованием полученного материала на 3D принтере были распечатаны экспериментальные образцы в форме круглого плоского покрытия.

Измерения на КВЧ проводились по схеме «на проход» на спектрометре СТД-21 в диапазоне частот от 115 до 258 ГГц. Были измерены частотные зависимости комплексного коэффициента прохождения, которые далее применялись при расчете комплексной диэлектрической проницаемости.

На основе полученных данных о комплексной диэлектрической проницаемости было выполнено моделирование электромагнитного отклика от слоя материала в свободном пространстве.

3. Результаты измерений и расчетов

Получены концентрационные зависимости комплексной диэлектрической проницаемости (ДП) для образцов на основе ABS пластик с добавлением от 1 вес.% до 5 вес.% МУНТ (рис. 1). Видно, что в КВЧ диапазоне с ростом концентрации МУНТ линейно растет как действительная, так и мнимая часть ДП. Причем при максимальной концентрации наблюдается наибольшая дифференциация значений ДП в зависимости от частоты, что обусловлено поляризационными свойствами используемых углеродных нанотрубок.

¹ Работа выполнена при поддержке гранта Президента РФ для молодых ученых МК-1709.2020.8.

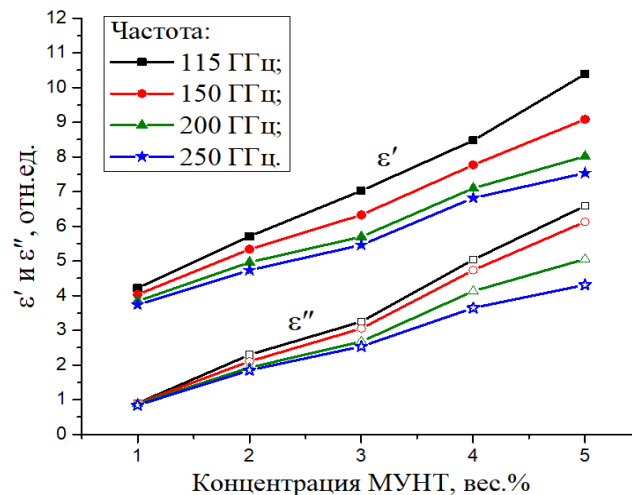


Рис. 1. Концентрационная зависимости комплексной диэлектрической проницаемости полимерных материалов с МУНТ на различных частотах

Далее представлены результаты расчета в плосковолновом приближении коэффициента прохождения излучения через образец (рис. 2). Лучшими экранирующими и поглощающими свойствами обладает композит, содержащий 5 вес.% МУНТ. Уже при толщине слоя материала 0,8 мм достигается ослабление прошедшего излучения от 100 до 1000 раз. При этом 65-80% излучения поглощается.

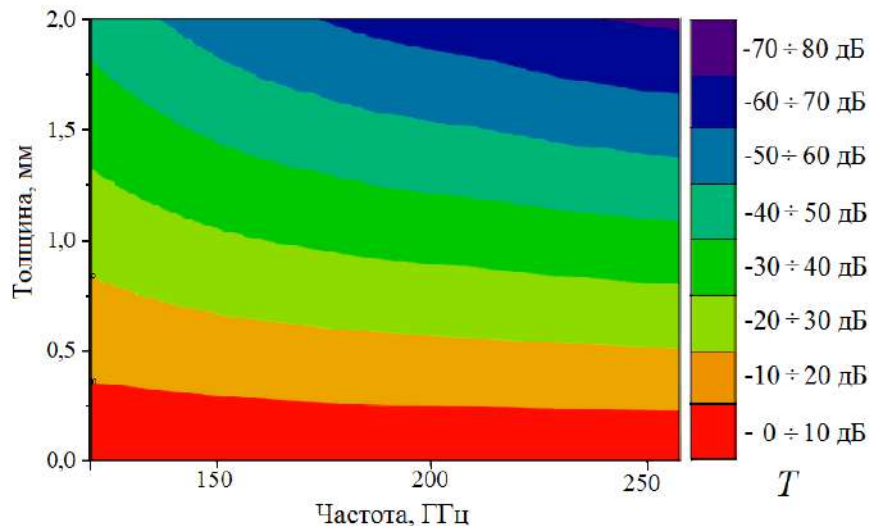


Рис. 2. Зависимость коэффициента прохождения от частоте и толщины слоя для композита, содержащего 5 мас.% МУНТ.

4. Заключение

Были получены композиционные радиофиламенты для 3D печати на основе АБС пластика и многостенных углеродных нанотрубок. Они могут быть использованы для создания тонкого, легкого экранирующего покрытия на частотах от 115 ГГц и выше.

Список литературы

1. Kanehashi S., et al. Development of biobased microwave absorbing composites with various magnetic metals and carbons // J. Appl. Polym. Sci. 2016. Vol. 133, № 44. P. 1–9.
2. Cacciotti I., Valentini M., Raio M., Nanni F. Design and development of advanced BaTiO₃/MWCNTs/PVDF multi-layered systems for microwave applications // Compos. Struct. 2019. Vol. 224, P. 111075.
3. Badin A., Kuleshov G., Dorozhkin K., Dunaevskii G., V. Suslyayev, V. Zhuravlev. Anisotropy of electrical properties of 3D-printing MWCNT composites at the THz frequency range // IRMMW-THz. 2018. P. 8509938.
4. Ebrahimi I., Gashti M. Polypyrrole-MWCNT-Ag composites for electromagnetic shielding: Comparison between chemical deposition and UV-reduction approaches // J. Phys. Chem. Solids. 2018. Vol. 118, P. 80–87.
5. Mishra S., Katti P., Kumar S., Bose S. Macroporous epoxy-carbon fiber structures with a sacrificial 3D printed polymeric mesh suppresses electromagnetic radiation // Chemical Engineering Journal. 2019. Vol. 357, P. 384–394.
6. Kuleshov G.E., Zhuravlyova Y.V., Dotsenko O.A. Electromagnetic response from composite radiomaterials based on multiwall carbon nanotubes at microwave frequencies // SIBCON 2015 – Proceedings. – 7147115. – P. 1–4.

Проводимость нанометровых пленок при максимальном поглощении энергии электромагнитных волн

Старостенко В.В., Мазин А.С., Романец Ю.В., Фитаев И.Ш., Арсеничев С.П.,
Григорьев Е.В., Орленсон В.Б.

Крымский федеральный университет имени В. И. Вернадского
295007, г. Симферополь, проспект Академика Вернадского, 4
starostenko@crimea.com

Аннотация: В работе приводятся соотношения относительных значений отраженной, прошедшей и поглощенной мощностей в долях падающей волны на нанометровую проводящую пленку. Расчетные соотношения получены из баланса мощностей, а использование экспериментальных данных позволяет оценить параметры пленок и полей.

1. Введение

Тонкие пленки являются основой электроники, измерительной техники и т.д. Уменьшение масс-габаритных характеристик и энергопотребления осуществляется за счет уменьшения толщины полупроводниковых, диэлектрических и проводящих пленок. Характеристики и свойства нанометровых проводящих пленок сильно отличаются от подобных со сложившейся структурой [1, 2, 3]. При использовании численных методов анализа свойств нанометровых проводящих пленок необходимо знать значения удельной проводимости и полей на поверхности пленок. Эти характеристики можно получить при использовании закона сохранения мощности и экспериментальных данных.

В работе приводятся результаты расчета удельной проводимости и полей, полученные из закона сохранения энергии, для пленки из золота толщиной 5 нм при максимальном поглощении энергии электромагнитного поля (50%) [4].

2. Основные соотношения и результаты расчетов

При рассмотрении задачи предполагалось, что электромагнитная плоская волна падает нормально из области 1 на проводящую область 2 и проходит в область 3. Области 1 и 3 – свободное пространство с волновым сопротивлением $Z_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} = 377$ Ом. Область 2 меняет свои свойства от диэлектрика с удельной проводимостью $\sigma \rightarrow 0$ при толщине проводящей пленки близкой к нулю до проводника с проводимостью $5 \cdot 10^7$ при сформировавшейся проводящей пленке, которая практически «закорачивает» пространство. Рассматривается установившийся процесс с частотой ω , т.е. $\vec{E}$ и $\vec{H} \sim e^{i\omega t}$ меняются по гармоническому закону, при этом $\vec{E}, \vec{H} \sim e^{-i\omega t} \rightarrow \dot{E}, \dot{H}, \vec{E}(E, 0, 0); \vec{H}(0, H, 0)$.

Предполагается, что структура плоской волны не меняется при прохождении через проводящую область. Выражение вектора плотности мощности [5] имеет следующий вид $\vec{P} \rightarrow \vec{P} = \dot{E}_x \dot{H}_y$. Для потоков мощности в областях 1, 2 и 3 справедлив закон сохранения мощностей, т.е. $P_{11} - P_{10} - P_3 = P_2$, где P_{11} , P_{10} и P_3 – потоки мощности падающей, отраженной и прошедшей волн, P_2 – мощность потерь во второй среде.

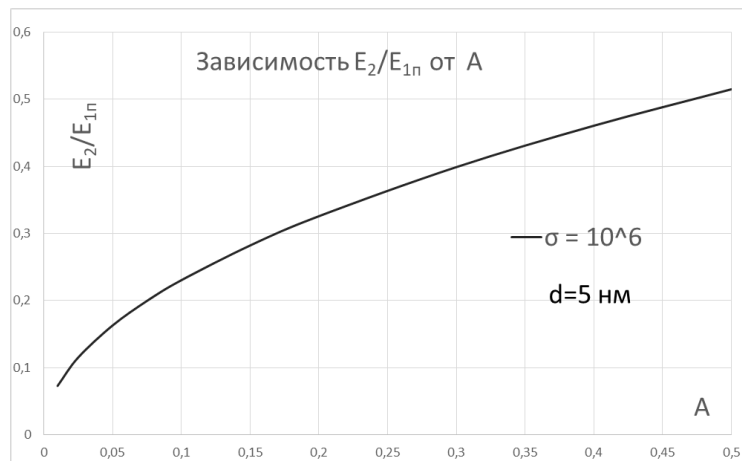
Для относительных мощностей волн вводятся, так называемые оптически коэффициенты: отражения – $R = P_{10}/P_{11} = (E_{10}/E_{11})^2$, прохождения – $T = P_3/P_{11} = (E_3/E_{11})^2$ и поглощения – $A = P_2/P_{11}$ так, что $1 - R - T = A$. Полагая, что ток во 2-й области $I = \sigma \cdot d \cdot E_2$ при этом удельное сопротивление области (аналог волнового сопротивления) $R_2 = 1/\sigma \cdot d$ [Ом].

Конечные выражения для поглощения имеют следующий вид:

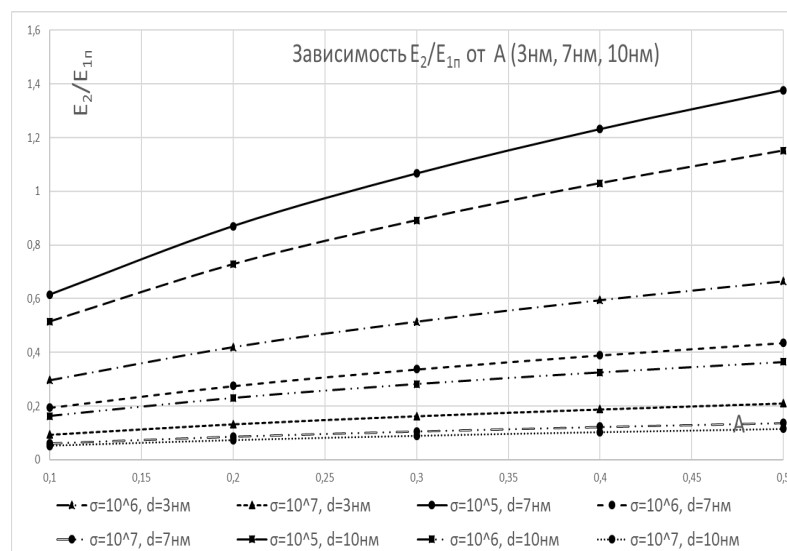
$$A = \frac{P_2}{P_{11}} = \frac{\sigma \cdot d \cdot E_2^2}{P_{11}} = \frac{\sigma \cdot d \cdot E_2^2 \cdot Z_0}{E_{11}^2} = \left(\frac{E_2}{E_{11}} \right)^2 \cdot \frac{Z_0}{R_2}.$$

Для максимального поглощения $A = 0,5$ [4] (в расчетах $0 < A \leq 0,5$), остальные параметры являются варьируемыми с учетом реалити. Так, отношение $E_2/E_{11} \leq 0,5$ – это следует из физических соображений, значения $R_2 = 5 \dots 10$ Ом для пленок толщиной $3 \dots 10$ нм.

На рис. 1 представлена зависимость $E_2/E_{11} = f(A)$ для пленки толщиной $d = 5$ нм. Из расчетов следует (рис.2), что максимальное преобразование энергии ЭМП реализуется при $\sigma = 10^6$ См/м, при этом $E_2/E_{11} = 0,5$. При меньших значениях σ отношение E_2/E_{11} становится больше 1, что явно физически невозможно.

Рис. 1. Зависимости $E_2/E_{1n} = f(A)$ для $d = 5 \text{ нм}$

На рис. 2 приведены зависимости $E_2/E_{1n} = f(A)$ для различных d и σ .

Рис. 2. Зависимости $E_2/E_{1n} = f(A)$ для различных d и σ

Приведенное выше выражение для поглощения A позволяет исследовать влияние различных параметров пленки и полей при их различных значениях.

3. Заключение

Полученные соотношения и результаты экспериментальных исследований позволяют сделать оценку различных параметров проводящей пленки и полей, исследовать связь между ними и оптическими коэффициентами. Полученные результаты позволяют оценить возможности численных методов для анализа свойств нанометровых проводящих пленок.

Список литературы

1. Wood R. W. Philosophical Magazine. -1902. - Vol. 3. - P. 396; - 1902. - Vol.4. - P.492; - 1903. - Vol.6. - P.292; Proceedings of the Physical Society – 1902. - Vol.18A. - P.166, - P.276; - 1903. - Vol.19A. - P.515.
2. В.В. Старостенко, В.Б. Орленсон, А.С. Мазин, И.Ш. Фитаев. -Исследование поглощения СВЧ излучения в сверхтонких проводящих пленках. - Журнал технической физики, 2020, том 90, вып.8. – с.145 – 152.
3. 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.
4. Sucheng Li, Shahzad Anwar, Weixin Lu, Zhi Hong Hang, Bo Hou, Mingrong Shen, and Chin-Hua Wang. Microwave absorptions of ultrathin conductive films and designs of frequency-independent ultrathin absorbers. AIP ADVANCES 4, 017130 (2014).
5. Кураев А. А. Электродинамика и распространение радиоволн / А. А. Кураев, Т. Л. Попкова, А. К. Сеницын. – Минск : Бестпринт, 2004. – 378 с.

Хемо- фоточувствительные наносистемы на основе массивов полупроводниковых нанопроводов и пленочных металлоксидов

¹ Лозовенко А. А., ¹ Захлебаева А. И., ¹ Горох Г. Г., ² Смирнова Е. А., ² Обухов И.А.

¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, г. Минск, 220013, П.Бровки, 6, gorokh@bsuir.by

²НПО «Синергетика», Москва, 115419, Российская Федерация, i_obukhov@nposinergy.ru

Аннотация: Представлены научные основы технологии создания высокоэффективных хемо- фотоактивируемых матричных систем, состоящих из мембран анодного оксида с электроосажденными нанопроводами из сурьмы и висмута, верхняя часть которых выступает из матрицы, а пространство между нанопроводами заполнено пленочными полупроводниковыми металлоксидами $\text{Sn}_x\text{Mo}_y\text{O}_z$ и $\text{Ni}_k\text{Mo}_y\text{O}_z$. Разработаны методики электрохимического осаждения нанопроводов в модифицированные пористые матрицы и методики формирования многокомпонентных металлоксидных пленок методом ионного наплавления. Методами сканирующей электронной микроскопии и энергодисперсионной рентгеновской спектроскопии исследована морфология и элементный состав сформированных пленок. Проанализированы особенности заполнения наноструктурированных матриц. Обсуждаются перспективы создания на основе созданных наносистем перспективных сенсорных, фото- и термопреобразующих устройств.

1. Введение

В работе рассматривается возможность создания высокоэффективных хемочувствительных и фототермоактивируемых матричных систем, способных анализировать сложные по составу газовые смеси, а также преобразовывать световую и тепловую энергию солнечного излучения в электрическую. Предполагаемая 3D-наносистема состоит из подложки из анодного оксида алюминия (АОА) с выращенным в порах массивом нанопроводов с большим аспектным отношением из полупроводников или полуметаллов [1], при этом верхняя часть нанопроводов выступает из матрицы АОА, а пространство между ними заполнено пленочными полупроводниковыми металлоксидами, формируемыми методом ионного наплавления [2]. Основная идея – создание множества гетеропереходов на границах нитевидных нанопроводов, покрытых наноструктурированными слоями из полупроводников с разным типом проводимости и с разной шириной запрещенной зоны. Верхушки упорядоченных нанопроводов на поверхности такой системы будут также выполнять роль селективного оптического фильтра, пропускающего излучение 350-1100 нм, благодаря размерам нанопроводов – диаметрам 35-70 нм и расстоянию между ними 70-150 нм. Таким образом, солнечное излучение будет максимально поглощаться поверхностью, и не отражаться. Термоэлектрическую часть представляет нижняя часть конструкции, состоящая из пучков нанопроводов, соединенных в термоэлектрическую батарею [3]. Верхушки нанопроводов, нагреваясь, работают как нанохолодильник [4], отводя излишнее тепло в нижнюю часть батареи и не давая перегреваться полупроводниковым переходам, стабилизируя работу фотовольтаической части системы. Верхняя пленочная часть этой системы обладает высокими хемочувствительными свойствами, и может применяться как активный газочувствительный слой химических сенсоров [5].

2. Формирование массивов нанопроводов в АОА

Простые и бинарные полупроводники с высокой подвижностью и концентрацией электронов, в частности антимонид индия, висмут и сурьма, являются перспективными материалами для создания фото- и термоэлектрических матриц. Массивы нанопроводов висмута электрохимически осаждали в модифицированные матрицы анодного оксида алюминия (АОА) [6] из 0,13M BiCl_3 , 1,2M NaCl и 1M HCl . Нанопровода Sb осаждали из водного раствора, состоящего из 0,16M SbCl_3 , 0,55M HCl с добавлением ЭДТА. Нанопровода InSb были осажжены из водного раствора 0,1M SbCl_3 , 0,15M InCl_3 , 0,36M $\text{C}_6\text{H}_8\text{O}_7$ и 0,17M $\text{K}_3\text{C}_6\text{H}_5\text{O}_7$, pH = 2. Установлены оптимальные электрохимические условия и режимы для воспроизводимого и упорядоченного синтеза нанопроводов. После чего матрицы АОА с проводами были подвергнуты частичному химическому растворению в растворе 5% H_3PO_4 при 323K в течение 12 мин. В течение этого времени часть матрицы АОА, не заполненная полупроводником, была удалена, а верхняя часть нанопроводов оголилась. Были проведены электронно-микроскопические исследования, электронно-зондовая рентгеновская спектральная спектроскопия, проведен микроанализ и рентгеноструктурный анализ сформированных систем. Установлены закономерности состава сформированных нанопроводов в различных электрических режимах. Созданные нанопористые матрицы с нанопроводами InSb , Bi и Sb были использованы в качестве основы для осаждения на них металлоксидных пленок.

3. Ионное наслаивание металлоксидных пленок на наноструктурированные матрицы

Формирование композитных металлоксидных пленок проводили методом ионного наслаивания, который заключается в циклической обработке матриц в катионных и анионных растворах с промежуточными промывками в дистиллированной воде. В результате последовательной хемосорбции и взаимодействия катионов и анионов на поверхности подложки образуется нерастворимое соединение. Композитные мультикомпонентные пленки формировали ионным послойным осаждением из катионных водных растворов SnCl_2 , NiCl_2 , $\text{Bi}(\text{NO}_3)_3$ и анионного водного раствора $(\text{NH}_4)_2\text{MoO}_4$. Концентрации всех растворов составляли 0,1М. Один цикл осаждения включал в себя обработку АОО в катионном и анионном растворах с промежуточными промывками в дистиллированной воде для удаления слабо связанных с поверхностью ионов. При осаждении Sn–Mo–O- и Sn–Bi–Mo–O-содержащих пленок проводили 20 циклов осаждения, при этом катионные Sn- и Bi-содержащие слои чередовали в соотношении 1:1. При осаждении Sn–Ni–Mo–O-содержащей пленки проводили 21 цикл осаждения с чередованием Sn- и Ni-содержащих слоев в соотношении 2:1.

Sn–Mo–O-содержащая пленка полностью заполняла межпроводниковое пространство, при этом над нанопроводами формировалась планарная поверхность. Осаждение Sn–Bi–Mo–O- и Sn–Ni–Mo–O-содержащих пленок происходило на поверхности нанопроводов и в верхней части матриц, при этом образовалась четкая граница раздела между сформированной пленкой и незаполненной частью матрицы. Общая толщина сформированных пленок составляла 1357 нм для $(\text{Sn}_x\text{Ni}_k\text{Mo}_y\text{O}_z)_{21}$ и 932 нм для $(\text{Sn}_x\text{Ni}_k\text{Mo}_y\text{O}_z)_{20}$. Атомарное соотношение Sn, Bi, Ni и Mo с учетом всех элементов, входящих в состав пленок, составило 1,29% Sn : 2,72% Mo для Sn–Mo–O-пленки, 0,87% Sn : 0,06% Bi : 0,60% Mo для Sn–Bi–Mo–O- пленки, 5,83% Sn : 0,10% Ni : 4,85% Mo для Sn–Ni–Mo–O-пленки.

Результаты предварительных исследований электрофизических характеристик, сформированных наносистем показали, что изменения качественного и количественного состава растворов для осаждения как нанопроводов, так и металлоксидов, режимов термообработки, конфигурации и микрогеометрии матриц анодного оксида алюминия позволяют изменять фазовый состав, микроструктуру, и соответственно свойства синтезированных 3D-наносистем.

Сформированные многокомпонентные нанокомпозиты могут быть использованы в качестве хемочувствительных слоев перспективных газовых сенсоров и сенсорных микросистем, а также в качестве светочувствительных слоев оптоэлектронных приборов.

4. Заключение

Представленные результаты являются важным этапом развития оксидной технологии создания хемочувствительных и фототермоэлектрических элементов нового поколения, в которых многокомпонентные металлоксидные слои входят в состав гетероструктур. Переход от сплошных пленок к наноструктурированным матрицам и наноразмерным кристаллам в фотовольтаических структурах позволит значительно расширить спектр поглощения энергии, увеличить количество поглощаемой световой энергии и получить принципиально высокий КПД. Полученные результаты с использованием модернизированных методик электронной микроскопии и рентгеноспектрального микроанализа показали, что химические методы являются эффективными для получения нанопроводов и оксидов с хорошо сформированной кристаллической структурой и необходимыми электрофизическими свойствами.

Список литературы

1. Обухов И.А., Горох Г.Г., Лозовенко А.А., Смирнова Е.А. Матрицы нанопроводов из антимонида индия и их применения // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2016. Т. 1, № 1. С. 78–94.
2. Gorokh G.G. et al. Functional Multicomponent Metal Oxide Films Based on Sr, Sn, Fe and Mo in the Anodic Alumina Matrices // *Physica Status Solidi (b)*. 2020. Vol. 257. No. 3. 1900283 (8 pp.).
3. Gorokh G.G., Lozovenko A.A., Bulat L.P. Thermoelectric battery based on bundles of Bi and Sb nanowires in anodic alumina matrices // *Semiconductors*. 2017. Vol. 51. No. 7. P. 850–853.
4. Горох Г.Г. и др. СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии // Матер. 24-й Международной Крымской конф. (КрыМиКо'2014). Севастополь, 7–13 сент. 2014 г. Т. 2. С. 791–792.
5. Горох Г.Г., Захлебаева А.И., Таратын И.А., Хатько В.В. Высокочувствительные маломощные сенсоры на основе наноструктурированных материалов // *Наноструктуры в конденсированных средах* : сб. науч. ст. 2015. С. 52–62.
6. Lozovenko A.A., Poznyak A.A., Gorokh G.G. Synthesis of bismuth nanowires for thermoelectric applications // *Journal of Physics: Conference Series*. Vol. 1124. P. 022013. (6 pp).

Высокодобротные наномеханические резонаторы на основе твердотельных нанопроволок

^{1,*}Дорофеев А.А., ¹Преснов Д.Е., ¹Трифонов А.С., ²Кафанов С., ²Пашкин Ю., ¹Крупенин В.А.

¹Центр Квантовых Технологий, Физический Факультет, Московский Государственный Университет им. М.В.Ломоносова, Ленинские Горы, 1(2), Москва, 119991, Россия.
aa.dorofeev@physics.msu.ru

²Department of Physics, Lancaster University, Lancaster, LA1 4YB, United Kingdom

Аннотация: В работе предложена оригинальная технология изготовления высокодобротного наноэлектромеханического резонатора из нитрида кремния, с использованием стандартных для полупроводниковой промышленности процессов. По представленной технологии изготовлены подвешенные нанопровода длиной 50-100 мкм и шириной 50-800 нм. В ходе экспериментального исследования полученных наномеханических резонаторов продемонстрирована добротность системы $Q \sim 3 \times 10^5$.

1. Введение

В последние годы исследования наноэлектромеханических систем (НЭМС) показало, что подобного рода структуры имеют широкое прикладное применение [1,2,3] в качестве высокочувствительных датчиков массы [4,5], силы [6] и смещения [7,8]. Помимо прикладного значения, наноразмерные резонаторы играют важную роль в фундаментальных исследованиях в области низкотемпературных измерений при исследовании физических процессов протекающих в сверхтекучем гелии ^4He [9].

2. Эксперимент

В ходе исследования разработана уникальная технология изготовления высокодобротного наноэлектромеханического резонатора из нитрида кремния с использованием стандартных для полупроводниковой промышленности процессов [10]: электроннолучевая литография, термическое осаждение тонких металлических пленок, реактивно-ионное травление. Резонатор изготавливался на основе пластины кремния с тонким слоем нитрида кремния толщиной ~ 250 нм на поверхности. С помощью электроннолучевой литографии в слой положительного фоточувствительного резиста РММА, предварительного нанесенного на поверхность образца, экспонировался рисунок будущей структуры. Через проявленные окна на поверхность нитрида кремния, осаждалась тонкая алюминиевая маска толщиной ~ 30 нм. Формирование подвешенного резонатора осуществлялось в два этапа реактивно-ионного травления во фторсодержащей плазме. На первом этапе, с использованием анизотропного травления, рисунок маски переносился в слой нитрида кремния, в ходе чего формировался нанопровод с подводящими контактами. Подвешивание нанопровода осуществлялось в том же цикле травления, путем перехода к изотропному режиму и достижения высокой селективности травления кремния по отношению к нитриду кремния, путем добавления небольшого количества кислорода в плазму. Алюминиевая маска на поверхности изготовленной структуры выполняла роль проводящих контактов при последующих низкотемпературных измерениях. С помощью разработанного метода изготовления нанорезонаторов получены подвешенные нанопровода длиной 50-100 мкм, ширина которых варьировалась от 50 до 800 нм (Рис.1).

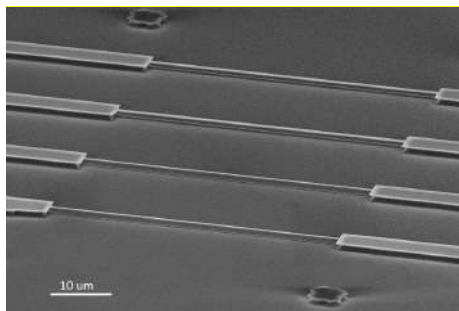


Рис. 1. Изображения подвешенных нанопроводов из нитрида кремния длиной 70 мкм, шириной 200 нм и высотой 250 нм с тонким слоем алюминиевой пленки на поверхности толщиной 30 нм

Изготовленные резонаторы исследованы с использованием магнитодвижущего метода [11] при температуре 10 мК и полях порядка 5 Тл. В ходе низкотемпературного эксперимента продемонстрирована добротность системы $Q \sim 3 \times 10^5$.

3. Заключение

Предложена уникальная технология изготовления высокодобротного наноразмерного резонатора из нитрида кремния длиной 50-100мкм, шириной 50-800нм и высотой 250нм. В ходе экспериментального исследования при температуре 10мК достигнуто значение добротности $Q \sim 3 \times 10^5$.

Список литературы

1. Zhang W-M., Hu K-M., Peng Z. K., Meng G. // *Sensors* 2015.15, P. 26478–26566. <https://doi.org/10.3390/s151026478>.
2. Arash B., Jiang J-W., Rabczuk T., // *Applied Physics Reviews* 2015.2, P.021301; <https://doi.org/10.1063/1.4916728>.
3. Гринберг Я. С., Пашкин Ю. А., Ильичёв Е. В. // *Успехи физических на-ук* 2012.182, N 4, С. 407—436. <https://doi.org/10.3367/UFNr.0182.201204c.0407>
4. Bartsch S. T., Arp M., Ionescu A. M., // *IEEE Journal of the Electron Devices Society* 2014.2, N 2., P. 8–15. <https://doi.org/10.1109/JEDS.2013.2295246>.
5. Ilic B., Yang Y., Craighead H. G. // *Appl. Phys. Lett.* 2004.85, N 13, P.2604–2606. <https://doi.org/10.1063/1.1794378>.
6. Tavernarakis A., Stavrinadis A., Nowak A., et al. // *Nature Communications* 2018.9, P. 662. <https://doi.org/10.1038/s41467-018-03097-z>.
7. Knobel R. G., Cleland A. N. // *Nature* 2003.424, P. 291—293. <https://doi.org/10.1038/nature01773>.
8. Shevyrin A. A., Pogosov A. G., Budantsev M. V., Bakarov A. K., Toropov A. I., Rodyakina E. E., Shklyayev A. A. // *Appl. Phys. Lett.* 2015.106, P.183110. <https://doi.org/10.1063/1.4920932>.
9. Gu'enault, A. M., et al. "Detecting a phonon flux in superfluid He 4 by a nanomechanical resonator." *Physical Review B* 101.6 (2020): 060503.
10. Silicon nanobridge as a high quality mechanical resonator Presnov D.E., Dorofeev A.A., Bozhev I.V., Trifonov A.S., Kafanov S.G., Pashkin Yu A., Krupenin V.A. *Proceedings of SPIE, the International Society for Optical Engineering* (Bellingham, WA, United States), том 11022, с. 110220V
11. High quality factor mechanical resonance in a silicon nanowire Presnov D.E., Kafanov S., Dorofeev A.A., Bozhev I.V., Trifonov A.S., Pashkin Yu A., Krupenin V.A. в журнале *JETP Letters*, издательство Maik Nauka/Interperiodica Publishing (Russian Federation), том 108, № 7, с. 492-497

Исследование влияния температуры роста ориентированных углеродных нанотрубок на их пьезоэлектрический отклик¹

Ильина М. В., Гурьянов А. В., Ильин О. И., Осотова О.И., Рудык Н. Н.

Южный федеральный университет, Институт нанотехнологий, электроники и приборостроения
ул. Шевченко, 2, корп. Е, Таганрог, 347922, Россия
mailina@sfedu.ru

Аннотация: В данной работе представлены результаты исследования влияния температуры роста ориентированных углеродных нанотрубок, выращенных на Cr и TiN подложках, на величину пьезоэлектрического отклика. Температура роста нанотрубок увеличивалась от 615 до 690 °C с шагом 15 °C. Было установлено, что для нанотрубок, выращенных на TiN подслое, величина пьезоэлектрического тока нелинейно уменьшается от 22,6 до 15 нА. Для нанотрубок, выращенных на Cr подслое, величина тока также изменяется нелинейно: возрастает от 19 до 21,3 нА при увеличении температуры от 615 до 660 °C, а затем резко уменьшается до 11,8 нА при увеличении температуры до 690 °C. Данные зависимости связаны с изменением геометрических параметров и ориентации углеродных нанотрубок. Полученные результаты могут быть использованы для разработки элементов нанопьезотроники на основе ориентированных углеродных нанотрубок

1. Введение

Стремительное развитие носимой электроники привело к возникновению потребности в новых источниках электрической энергии [1-3]. Перспективным источником энергии является пьезоэлектрический наногенератор, генерирующий электрический ток под действием механических деформаций [3]. Механизм работы такого устройства предполагает использование пьезоэлектрических материалов с высоким сопротивлением к повторяющимся механическим деформациям. Углеродные нанотрубки могут генерировать электрический ток под действием внешних механических деформаций, а высокое значение модуля Юнга позволяет трубкам выдерживать механические деформации сжатия и растяжения [4, 5]. Таким образом, углеродные нанотрубки являются перспективным материалом для формирования пьезоэлектрического наногенератора. Целью данной работы является исследование влияния температуры роста на величину пьезоэлектрического отклика углеродных нанотрубок.

2. Экспериментальные образцы и методика исследования

В качестве исследуемых образцов использовались массивы вертикально ориентированных многослойных углеродных нанотрубок, выращенных методом плазмохимического осаждения из газовой фазы (PECVD) на подслоях Cr и TiN. Рост углеродных нанотрубок проводился при температурах от 615 до 690 ° с шагом в 15 °. Параметры исследуемых нанотрубок определялись с помощью растрового электронного микроскопа (РЭМ) Nova Nanolab 600. Параметры полученных на Cr подслое массивов нанотрубок: длина от 8 до 10,4 мкм, диаметр от 43 до 63 нм. Параметры массивов нанотрубок, полученных на подслое TiN: высота от 15,4 до 24,2 мкм, диаметр от 34 до 58 нм (Рис. 1).

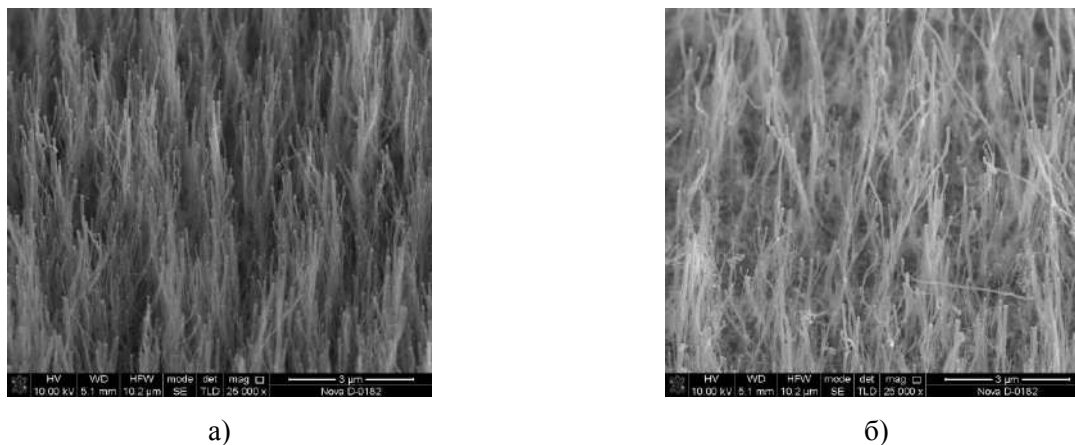


Рис. 1. РЭМ-изображения массивов углеродных нанотрубок, выращенных на подложках TiN (а) и Cr (б) при температуре 660 °

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 20-37-70034.

Экспериментальные исследования проводились на основе ранее разработанной методики метода атомно-силового микроскопии с использованием зондовой лаборатории (ЗНЛ) Ntegra (NT-MDT, Россия) [5]. В качестве зонда АСМ использовался кантилевер марки HA_NC/Pt. Для детектирования величины пьезоэлектрического тока во время деформации УНТ использовался встроенный осциллограф ЗНЛ Ntegra.

3. Результаты исследования

Анализ полученных результатов показал, что величина тока для УНТ, выращенных на подслое TiN, нелинейно уменьшается с ростом температуры. Так, при увеличении температуры роста от 615 до 645 °С величина тока практически не изменяется и составляет 22,5 нА, дальнейшее увеличение температуры до 660 °С приводит к уменьшению величины тока до 20 нА (Рис. 2). Это может быть связано с уменьшением диаметра УНТ с 59 до 55 нм и, как следствие, уменьшение количества слоев многослойной УНТ. Дальнейшее увеличение температуры роста до 690 °С приводило к формированию ветвистых и разориентированных УНТ, что вызывало уменьшение величины тока до 15 нА (Рис. 2).

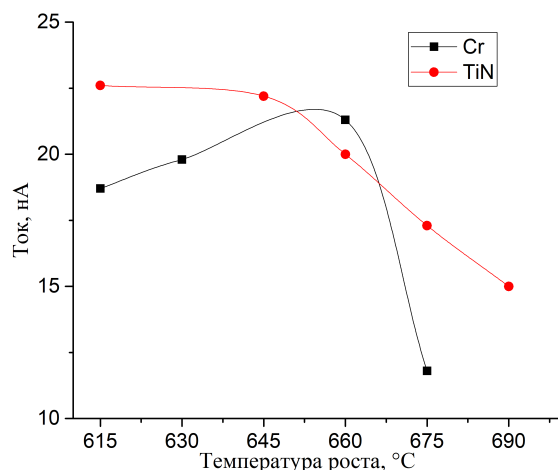


Рис. 2. Экспериментальные зависимости пьезоэлектрического тока УНТ от температуры роста для разных подслоев

Для УНТ, выращенных на подслое Cr, наблюдалось увеличение величины пьезоэлектрического тока от 19 до 21 нА с ростом температуры от 615 до 660 °С (Рис. 2). Это связано с повышением качества роста УНТ в виде перехода ориентации роста от разориентированной к вертикальной. Дальнейшее повышение температуры до 690 °С приводило к значительному снижению плотности УНТ в массиве и их разориентированности и, как следствие, к резкому снижению величины тока с 21 нА до 12 нА.

4. Заключение

Таким образом, в данной работе было проведено исследование влияния температуры роста на величину пьезоэлектрического отклика углеродных нанотрубок. Было показано, что зависимость величины тока от температуры роста имеет нелинейный характер и меняется в зависимости от материала подслоя. Полученные результаты могут быть использованы для разработки пьезоэлектрических наногенераторов на основе вертикально ориентированных УНТ. Результаты получены с использованием оборудования НОЦ и ЦКП «Нанотехнологии» Южного федерального университета.

Список литературы

1. S. Feng, H. Zhang, D. He, Y. Xu, A. Zhang, Y. Liu, J. Dai Synergistic Effects of BaTiO₃/Multiwall Carbon Nanotubeas Fillers on the Electrical Performance of TriboelectricNanogenerator Based on Polydimethylsiloxane Composite Films // *Energy Technology*, 2019, 1900101.
2. C. Zhao, J. Niu, Y. Zhang, C. Li, P. Hu Coaxially aligned MWCNTs improve performance of electrospun P(VDF-TrFE)-based fibrous membrane applied in wearable piezoelectric nanogenerator // *Composites Part B* 178, 2019, 107447.
3. J. K. Han, D. H. Jeon, S. Y. Cho, S. W. Kang, J. Lim, S. D. Bu Flexible Piezoelectric Generators by Using the Bending Motion Method of Direct-Grown-PZT Nanoparticles on Carbon Nanotubes // *Nanomaterials*, 2017, 308.
4. Il'ina M.V., Konshin A.A., Solomin E.G.Flexoelectrical nanogenerator design using aligned carbon nanotubes // *Journal of Physics: Conf. Series*. 2018. 1124, 071010.
5. Il'ina M.V., Il'in O.I., Blinov Y.F., Konshin A.A., Konoplev B.G., Ageev O.A. Piezoelectric Response of Multi-Walled Carbon Nanotubes // *Materials*. 2018. Vol. 11, 638.

Взаимодействие электромагнитного излучения с неупорядоченными углеродными и кремниевыми тонкими пленками¹

Тютюник А. С., Мазинов А. С., Гурченко В. С., А.А. Нудьга

Крымский федеральный университет им. В.И. Вернадского
просп. Ак. Вернадского, 4, Симферополь, 295007, Россия
mazinovas@cfuv.ru

Аннотация: В работе приведены результаты экспериментального исследования взаимодействия электромагнитного излучения в гигагерцовом и терагерцовых диапазонах с тонкими пленками на основе аморфного кремния, фуллерена и фуллеренсодержащего материала. Представлены сравнительные характеристики тонких пленок полученных с помощью различных технологий осаждения. Описана методика получения, синтез, микроскопия углеродных пленок и аморфного кремния. Приведены результаты поочередного рентгенофазового анализа используемых материалов. Показаны спектры взаимодействия электромагнитного излучения с тонкими пленками в диапазонах (СВЧ от 8,2 до 12,05 ГГц; Ик от 20 до 119 ТГц, оптическом от 330-740 ТГц). По итогу проведенного исследования показана возможность использования углеродных структур как компонентов поглотителей электромагнитного излучения разных диапазонов.

1. Введение

Развитие нанoeлектроники тесно связано с общей тенденцией к миниатюризации полупроводниковых приборов и отдельных элементов для интегральных микросхем, что неуклонно приводит к необходимости изучения взаимодействия электромагнитных волн в широком спектре диапазонов с различными средами (материалами), объектами физических свойств различных материалов [1]. Исследование материалов, которые эффективно взаимодействуют с электромагнитным излучением, на сегодняшний день находят широкое применение для решения различных задач в областях защиты от радиообнаружения, защиты биологических объектов от вредного воздействия электромагнитных волн в беспроводных коммуникациях [2]. Углеродные материалы отличаются рядом уникальных свойств, при размерах структур, порядком десятков-сотен нанометров. Они обладают высокой проводимостью и высокой теплопроводностью они прочны и устойчивы к механическим и температурным воздействиям [3,4]. Использование их в качестве покрытий для экранирования электропомех и поглощения СВЧ излучения открывает возможность создания защитного композитного покрытия [5]. В том числе используя совместно с наночастицами металлов [6]. В свою очередь кремниевые электронные приборы являются лидерами в современной радиоэлектронике. Объединение уникальных свойств углерода и кремния может привести к созданию высокоэффективных приемных электронных устройств. Исходя из этих предпосылок в данной работе представлены результаты исследования взаимодействия с электромагнитным излучением тонких пленок на основе аморфного кремния и углерода.

2. Микроскопия тонких пленок

После формирования тонких пленок на подложках, полученные образцы исследовались посредством отражающей и просвечивающей микроскопии с помощью микроинтерферометра ЛОМО МИИ-4М с усиленным освещением полупроводниковым лазером и удлинённым оптическим путем на фотокамеру с 1/2 FF 10 MP матрицей.

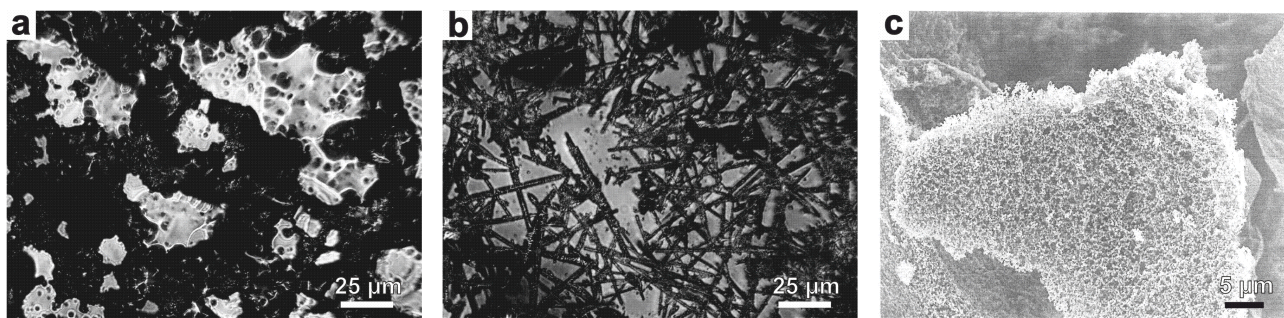


Рис. 1. Микрометрия тонких пленок FCM (a), C₆₀ (b), Si(c)

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-32-90038.

Первичный анализ показал неоднородность полученных пленок. Пленки образцов фуллеренов отметились наличием «звездообразных» структур, полученные в процессе самосборки, рис.1. б. Размеры отдельных образований достигали 20 μm при толщинах пленки 400-500 nm. Пленка FCM обладала более высокой однородностью, по сравнению с C60, рис.1. а. Толщина пленок достигала 500 nm. Пленки из аморфного кремния Si обладали высокой степенью однородности во многом благодаря осаждению магнетронным методом. Изображения порошкового кремния показан на рис.1. с.

3. Взаимодействие СВЧ излучения

Для проведения технологических экспериментов исследования взаимодействия электромагнитного излучения с тонкими проводящими углеродными и кремниевыми пленками, использовались два ответвителя предназначенных для измерения отраженной и прошедшей волн. Измерение коэффициентов прохождения (T) и отражения (R) проводились в закрытом волноводе со стандартным размером сечения 23 x 10 мм, в диапазоне частот 8,2-12 ГГц с использованием векторного анализатора P4226. Полученные результаты измерений приведены на рис.2.

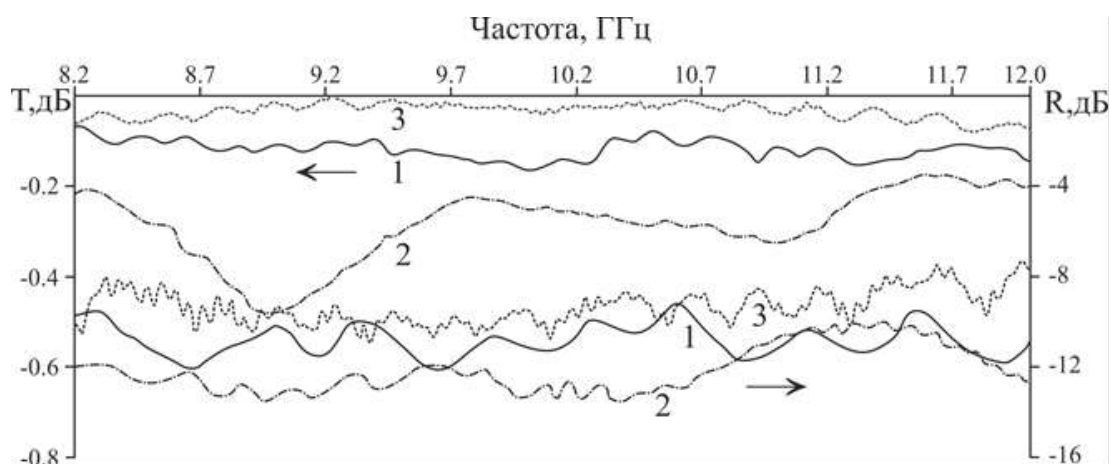


Рис. 2. Частотная зависимость коэффициента прохождения (T) и отражения (R) углеродных материалов: 1 – FCM; 2 – C60; 3 – Si.

4. Заключение

В рамках данной работы показаны результаты исследования взаимодействия электромагнитного излучения с тонкими пленками FCM, C60 и Si в нескольких диапазонах от нескольких десятков гигагерц до сотен терагерц. Предварительно описана морфология поверхности полученных пленок и представлены результаты рентгенофазового анализа как подтверждение используемых материалов. Исследование взаимодействия инфракрасного излучения с исследуемыми образцами показало влияние методов синтеза и нанесения исходных материалов на конечную молекулярную структуру. Максимальную прозрачность в диапазоне СВЧ имеют тонкие пленки FCM осажденные с помощью дихлорметана (рис.2, кривая 2). Немного меньше пропускают образцы с C60 (рис.2. кривая 1). Максимальный коэффициент отражения наблюдался у образцов FCM (рис.2, кривая 2). Образцы C₆₀ в свою очередь обладают немного меньшим коэффициентом отражения по сравнению с образцами FCM. В свою очередь кремниевые пленки показали наименьшие коэффициенты прохождения и отражения по сравнению с углеродными образцами

Список литературы

1. Teng, M., Honardoost, A., Alahmadi, Y., Saghaye Polkoo, S., Kojima, K., Wen, H., ... Zhuang, L. Miniaturized silicon photonics devices for integrated optical signal processors // *Journal of Lightwave Technology*. 2019. P.1-10
2. Silva, T. I., Soares, K.P., Pereira, I. M. Evaluation of Epoxy Resin Composites in Multilayer Structure for Stealth Technology // *Journal of Aerospace Technology and Management*. 2020. Vol. 11. P.37-40.
3. Дьячков П. Н. Углеродные нанотрубки. Строение, свойства, применение. М.: БИНОМ. Лаборатория знаний. 2006. С. 293.
4. Ткачев А. Г., Золотухин И. В. Аппаратура и методы синтеза углеродных наноструктур. М.: Машиностроение-1. 2007. С. 316.
5. Roberts, J. A., Imholt, T., Ye, Z., Dyke, C. A., Price, D. W., & Tour, J. M. Electromagnetic wave properties of polymer blends of single wall carbon nanotubes using a resonant microwave cavity as a probe // *Journal of Applied Physics*. 2004. Vol. 95. Is. 8. P. 4352-4356.
6. Петров В., Николайчук Г., Яковлев С. Многоцелевые радиопоглощающие материалы на основе магнитных наноструктур: получение, свойства и применение // *Компоненты и технологии*. 2008. Т.10. С. 147-150.

Динамика нагрева тонких проводящих пленок МДС при воздействии СВЧ-полей, переменного и постоянного токов

Арсеничев С.П., Григорьев Е.В., Старостенко В.В., Таран Е.П., Фитаев И.Ш.

Крымский федеральный университет им. В.И. Вернадского
просп. Ак. Вернадского, 4, Симферополь, 295007, Россия
mazinovas@cfuv.ru

Аннотация: В работе представлены результаты исследования электротепловых процессов в проводящих пленках металлодиэлектрических структур (МДС). При исследованиях воздействия СВЧ полей использовался волноводный метод, а при воздействии на МДС постоянного и переменного токов - применялся контактный метод. В работе приводятся данные для зависимостей изменения температуры пленок в широком диапазоне частот в зависимости от изменения их толщины и времени воздействия.

1. Введение

Физические и электродинамические свойства тонких нанометровых пленок существенно отличаются от массивных металлических структур [1-3]. Недостаточно изученными остаются вопросы, связанные с воздействием на тонкие пленки мощного СВЧ-излучения, вопросы стойкости нанометровых пленок к такому излучению. Разрушение тонких пленок напрямую зависит от поглощенной мощности и физических процессов преобразования этой мощности в тепловую энергию. В проводящих пленках толщиной менее 100 нм доля участия скин-эффекта в преобразовании энергии электромагнитных волн (ЭМП) в тепло незначительна (порядка 0,01...0.1%). Установлено, что при воздействии СВЧ-полей, переменного и постоянного токов на МДС пробой структуры происходит перпендикулярно вектору напряженности электрической компоненты поля. Вопросы, связанные с динамикой нагрева МДС при воздействии ЭМП в широком диапазоне частот, ранее не рассматривались.

В работе приводятся методики экспериментальных исследований и обсуждаются результаты исследований динамики разогрева МДС при воздействии как СВЧ-полей, так и постоянного, переменного токов.

2. Методики экспериментальных исследований

В экспериментах использовался магнетронный генератор с частотой 2450 МГц и выходной мощностью порядка 700 Вт, волновод имел сечение 34×72 мм. Время работы магнетрона можно было менять с дискретностью в 1 сек. Использовались МДС размером 15×15 мм, с проводящими пленками из алюминия нанесенными ионным способом. МДС размещалась в геометрическом центре сечения волновода. После воздействия СВЧ-излучения производились измерения температуры МДС с помощью пирометра. При температурных исследованиях на постоянном, переменном токе МДС подключалось через распределенные прижимные контакты и пирометром измерялась температура структуры.

3. Результаты исследований

На рис.1,а приведены зависимости температуры проводящей пленки из алюминия от времени воздействия ЭМП. Самая большая скорость нагревания обнаружена у МДС с толщиной проводящей пленки 5 нм. На данной толщине реализуется максимум поглощения, обусловленный дифракционными свойствами проводящих пленок. На рис. 1,б приведены зависимости температуры МДС с проводящей пленкой из алюминия от времени при воздействии постоянного или переменного токов. Скорости нарастания температуры в этом случае сильно отличаются в сравнении с воздействием СВЧ-полей. Это отличие связано с разными физическими процессами в создании тепловой энергии в МДС, в частности с наличием токов смещения (СВЧ воздействие) или их отсутствием (НЧ или постоянное напряжение).

4. Заключение

Проведенные исследования показывают, что динамика нагрева тонких пленок на СВЧ и на постоянном, переменном токах, сильно отличаются. В диапазоне СВЧ максимальному поглощению (толщина проводящей пленки 3...7 нм) соответствует наибольшая скорость нагрева. На постоянном и переменном токах максимальная скорость нагрева реализуется для сформировавшейся пленки при толщинах более 20 нм.

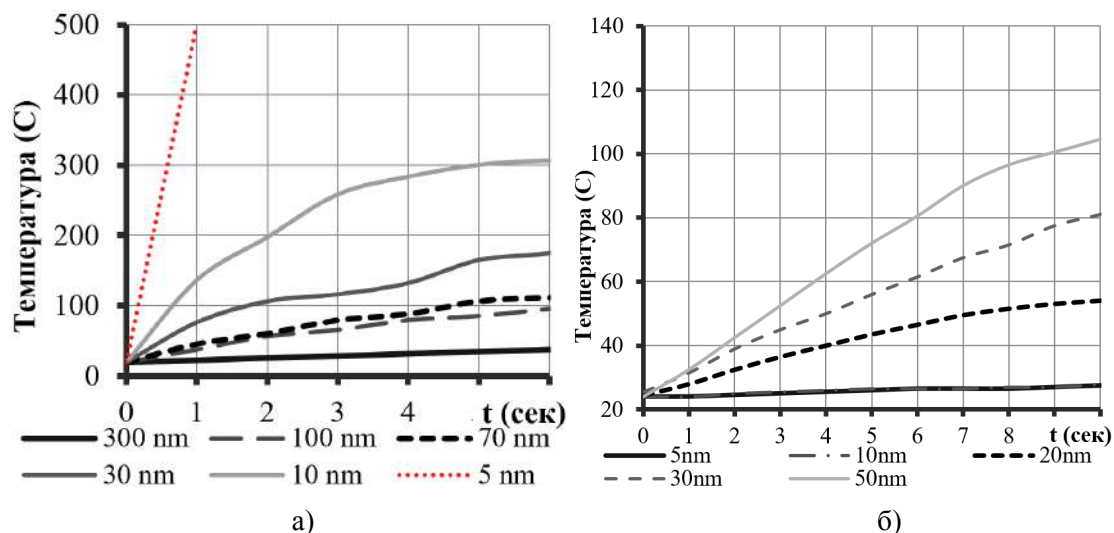


Рис. 1. Зависимость температуры МДС с разными толщинами пленок алюминия от времени воздействия:
а) мощного СВЧ-излучения; б) постоянного тока

Список литературы

1. Sucheng Li, Shahzad Anwar, Weixin Lu, Zhi Hong Hang, Bo Hou, Mingrong Shen, and Chin-Hua Wang. Microwave absorptions of ultrathin conductive films and designs of frequency independent ultrathin absorbers. - AIP ADVANCES 4, 017130 (2014).
2. H. Bosman, Y. Y. Lau, R. M. Gilgenbach. Microwave absorption on a thin film. Applied Physics Letters. V. 82, № 9, P. 1353-1355. 2003, DOI:10.1063/1.1556969
3. Арсеничев, С.П. Дифракция электромагнитного излучения на тонких проводящих пленках металлodieлектрических структур в прямоугольном волноводе // С.П. Арсеничев, Е.В. Григорьев, С.А. Зуев., В.В. Старостенко, Е.П. Таран, И.Ш. Фитаев. - Электромагнитные волны и электронные системы, - 2017 г., - т. 22, № 2. - С.48-53.
4. Старостенко В.В., Мазинов А.С., Фитаев И.Ш. Взаимосвязь топологии нанометровых пленок алюминия с аномальным поглощением СВЧ излучения. - 2019
5. I. Sh. Fitaev, V. B. Orlenson, Y. V. Romanets and A. S. Mazinov. Surface topologies of thin aluminum films and absorbing properties of metal dielectric structures in the microwave range. 29th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2019). ITM Web Conf. Volume 30. P. 6. 2019.
6. В.В. Старостенко, В.Б. Орленсон, А.С. Мазинов, И.Ш. Фитаев. -Исследование поглощения СВЧ излучения в сверхтонких проводящих пленках. - Журнал технической физики, 2020, том 90, вып.8. – с.145 – 152.

Наблюдение интерференционных эффектов между нелокальными квантовыми электронными состояниями на поверхности Si{111} при комнатной температуре

^{1,2} Торхов Н. А., ¹Новиков В.А., ¹Ивонин И.В.

¹ Томский государственный университет

г. Томск, 634050, пр. Ленина, 36, Российская Федерация, trkf@mail.ru

² Томский университет систем управления и радиоэлектроники

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

Аннотация: Суперпозиция квантовых когерентных состояний электронных объектов на поверхности Si{111} приводит не только к их эффективному взаимодействию, но и возникновению квантовых эффектов, проявляющихся в формировании интерференционных (виртуальных) копий друг друга. Количество $m-1$ таких копий, по-видимому, должно определяться количеством m участвующих в интерференции квантовых объектов. Замокнутость таких систем обеспечивает стабильность их состояний, а достаточная внутренняя энергия – хорошую заметность на фоне различного рода шумов при комнатной температуре.

1. Введение

Интерференционные явления в квантовой физике полностью определяются законами некогерентной (представленной суммой вероятностей ΣW_n нахождения системы в различных квантовых состояниях ψ_n не имеющих полного набора независимых физических величин) когерентной (представленной полным набором независимых состояний квантовой системы $|\psi_n\rangle$) суперпозиций.

Следствием первой являются смешанные состояния незамкнутой квантовой системы, в определении которых принимают участие только средние значения волновых функций. По этой причине различные некогерентные квантовые состояния не могут интерферировать между собой.

Следствием второй (когерентной суперпозиции) является возможность формирования в замкнутых составных квантовых системах, так называемых, зацепленных (запутанных) квантовых состояний, а также проявления интерференционных эффектов играющих важную роль в проектировании сверхзащищённых криптографических квантовых устройствах управления и связи [1], сверхбыстродействующих квантовых компьютерах [2].

Для повышения эффективности функционирования, квантовые электронные системы подобного типа часто эксплуатируются при криогенных (гелиевых) температурах, что негативно отражается на их массогабаритных и эксплуатационных характеристиках. В связи с этим в работе проводятся исследования квантовых интерференционных эффектов между когерентными квантовыми электронными состояниями на поверхности кремния Si{111} при комнатной температуре.

2. Объекты и методы исследования

Объектами исследования являлись локальные области на поверхности эпитаксиального p-Si{111} с принудительно измененными зарядовыми состояниями (обозначенные на рис.1 как I_ψ). Для локального изменения зарядового состояния приповерхностной области использовался атомно-силовой микроскоп (АСМ) “Solve HV” (производства фирмы НТ-МДТ). Формирование областей I_ψ происходило следующим образом: острие проводящей иглы подводилось в заданное место и в контактом режиме сканирования на систему образец-зонд подавалась разность потенциалов необходимой полярности в течение заданного промежутка времени. Совпадение знаков электрических зарядов на игле кантилевера и на объекте исключало влияние сил зеркальных изображений на процесс формирования электрических зарядов. Для визуализации локального изменения зарядовых состояний на поверхности образца использовали метод зонда Кельвина (рис. 1, а) [3].

Одним из необычных свойств замкнутых когерентных квантовых систем является возможность иметь свои пространственно-временные метрики, свои энергетические характеристики, свои объекты и свои взаимодействия между ними, которые не могут быть описаны в рамках классической физики [4]. В результате исследуемые объекты, находящиеся в когерентных квантовых состояниях Ψ_1 , Ψ_2 и Ψ_3 , не поляризуют вокруг себя среду и не взаимодействуют с окружающими их электронами проводимости n-Si – так называемая квантовая экранировка, но эффективно взаимодействуют друг с другом, что проявляется на АСМ-изображении в виде областей перекрытия их поверхностных потенциалов (рис. 1, а). Электроны в таких объектах находятся в запутанных квантовых состояниях, а их

количество, согласно оценкам, может достигать $\sim 10^6$ штук, что и позволяет наблюдать исследуемые объекты при комнатной температуре. Когерентность квантовых состояний объектов при взаимодействии нарушает замкнутость их систем, что приводит к увеличению размерности $N^* > N$ (N – размерность пространства состояний объекта) пространства состояний и возникновению неравенства $Tr(\hat{\rho}^2) < 1$ при $Tr(\hat{\rho}) = 1$ – след оператора матрицы плотности, которое означает, что электроны объектов в пространстве состояний большей размерности N^* переходят в частично запутанные состояния

$\Psi \equiv \Psi_\Sigma = \sum_{n=1}^N c_n \Psi_n$ – так называемый процесс декогеренции. В этом случае коэффициенты c_n будут определять степень запутанности состояний исследуемых объектов, которая и приводит к возникновению между ними корреляционного взаимодействия (рис. 1, а, области перекрытия Ψ_1 - Ψ_2 и Ψ_2 - Ψ_3).

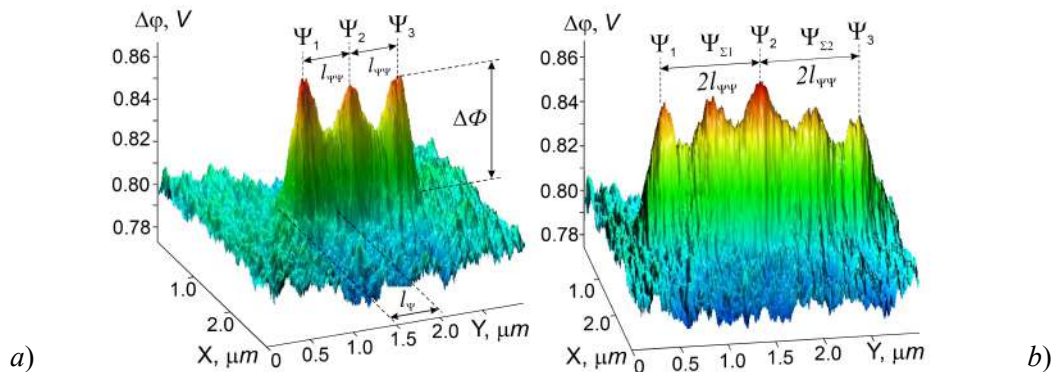


Рис. 1. Трехмерные изображения КРП трех электронных квантовых объектов, находящихся в запутанных когерентных квантовых состояниях Ψ_1 , Ψ_2 и Ψ_3 на расстоянии друг от друга $l_{\Psi\Psi} \approx l_\Psi$ – а) и трех аналогичных электронных квантовых объектов в запутанных когерентных квантовых состояниях Ψ_1 , Ψ_2 и Ψ_3 , находящихся друг от друга на удвоенном расстоянии $\approx 2l_{\Psi\Psi}$, с виртуальными интерференционными состояниями $\Psi_{\Sigma 1}$ и $\Psi_{\Sigma 2}$ между ними – б).

Увеличение расстояния между объектами в два раза $l_{\Psi\Psi} \approx 2l_\Psi$ привело к возникновению интерференционного (виртуального) состояния $\Psi_{\Sigma 1}$ между объектами в состояниях Ψ_1 и Ψ_2 , а также виртуального состояния $\Psi_{\Sigma 2}$ между объектами в Ψ_2 и Ψ_3 (рис. 1, б), что подтверждает когерентность исходных состояний. Возможность наблюдения объектов в виртуальных состояниях $\Psi_{\Sigma 1}$ и $\Psi_{\Sigma 2}$, вероятно, обеспечили электроны проводимости n-Si{111}.

С практической точки зрения, полученные результаты могут означать то, что находящиеся в когерентных состояниях квантовые линии передачи могут не только эффективно взаимодействовать между собой, но, вероятно, и формировать интерференционные (виртуальные) копии друг друга. Похожесть объектов приводит к тому, что, не зная историю возникновения запутанного состояния, невозможно отличить интерференционные (виртуальные) состояния $\Psi_{\Sigma 1}$ и $\Psi_{\Sigma 2}$ от состояний Ψ_1 , Ψ_2 и Ψ_3 реальных физических объектов. Количество $m-1$ таких копий, по-видимому, должно определяться количеством m участвующих в квантовой интерференции квантовых линий передач.

3. Заключение

Суперпозиция квантовых когерентных состояний электронных объектов на поверхности Si{111} приводит не только к их эффективному взаимодействию, но и возникновению квантовых интерференционных эффектов, проявляющихся в формировании виртуальных копий друг друга. Количество $m-1$ таких копий, по-видимому, должно определяться количеством m участвующих в интерференции квантовых объектов. Замкнутость таких систем обеспечивает стабильность их состояний, а достаточная внутренняя энергия – хорошую заметность на фоне различного рода шумов при комнатной температуре.

Список литературы

1. Стикс Г. Квантовая криптография прошла путь от теоретических исследований и лабораторных опытов до коммерческих изделий // В мире науки (Scientific American). 2005. № 4. Апрель.
2. Watson T.F., Philips S.G.J., Kawakami E., Ward D.R., Scarlino P., Veldhorst M., Savage D.E., Lagally M.G., Friesen Mark, Coppersmith S.N., Eriksson M.A. & Vandersypen L.M.K., A programmable two-qubit quantum processor in silicon // Nature. 2018. V.555. P. 633–637.
3. Миронов В.Л. Основы сканирующей зондовой микроскопии: Нижний Новгород: Институт физики микроструктур РАН, 2004. 114 с.
4. Доронин С.И. Мера квантовой запутанности чистых состояний // Квант. Маг. 2004. Т. 1. С. 1123.

Формирование нелокальных электронных квантовых состояний на поверхности Si{111} при комнатной температуре

Торхов Н. А.

Томский государственный университет

г. Томск, 634050, пр. Ленина, 36, Российская Федерация, trkf@mail.ru

АО «Научно исследовательский институт полупроводниковых приборов»

г. Томск, 634034, ул. Красноармейская, 99А, Российская Федерация

Аннотация: Перевод совокупности подвижных электронов в когерентные квантовые состояния позволяет сформировать на кремниевой поверхности при комнатной температуре достаточно стабильные электрически заряженные квантовые системы – объекты, способные находиться по отношению друг к другу как в когерентном, так и в некогерентном квантовых состояниях. Замкнутость таких систем в среде обеспечивает им квантовую экранировку и стабильность их состояний во времени, а достаточная внутренняя энергия – хорошую заметность при комнатной температуре на фоне тепловых, дробовых и фликкер- шумов.

1. Введение

Интенсивное изучение запутанных квантовых состояний на фундаментальном уровне позволило в настоящее время ряду фирм («MagiQ Technologies» (Нью-Йорк), <http://www.magiqtech.com>; «id Quantique» (Женева), <http://www.idquantique.com/products/overview.htm>; NEC (Токио); QinetiQ (Фарнборо, Англия)) осуществить их коммерческое использование в сверхзащищённых криптографических квантовых устройствах управления и связи [1], сверхбыстродействующих квантовых компьютерах [2]. Для повышения эффективности функционирования электронные квантовые системы подобного типа часто эксплуатируются при криогенных (гелиевых) температурах, что негативно отражается на их массогабаритных и эксплуатационных характеристиках.

В связи с этим в работе проводятся исследования эффектов квантовой запутанности электронных систем на кремниевой поверхности при комнатных температурах [3].

2. Объекты методы исследования

Объектами исследования являлись локальные участки I_ψ на поверхности эпитаксиального p-Si{111} с принудительно изменёнными зарядовыми состояниями приповерхностной области с использованием атомно-силового микроскопа (АСМ) “Solve HV” (производства «НТ-МДТ») (рис.1, а). Формирование объектов происходило путем подвода в заданную точку острия проводящей иглы кантилевера на которую в контактном режиме подавалась разность потенциалов необходимой полярности. Совпадение знаков электрических зарядов на игле и на объекте исключало влияние сил зеркальных изображений на процесс формирования электрических зарядов. Визуализация локального изменения зарядовых состояний на поверхности образца осуществлялась методом зонда Кельвина АСМ по локальному $\Delta\Phi$ изменению электростатического потенциала поверхности $\Delta\phi(x,y)$ (рис. 1, а) [4].

В процессе запутывания волновых функций электронов ψ_n находящихся на металлоиндуцированных зарядовых состояниях происходит редукция (“схлопывание”) волновых функций сосредоточенных на них электронных систем и их переход в замкнутые нелокальные (несепарабельные) квантовые состояния Ψ_1 и Ψ_2 (1) в пространстве состояний меньшей размерности $N < N^*$ – так называемая рекогеренция состояний (рис. 1, а).

$$\Psi = c_1\psi_1 + c_2\psi_2 + \dots + c_N\psi_N = \sum_{n=1}^N c_n\psi_n, \quad (1)$$

Электроны в таких объектах находятся в когерентных квантовых состояниях, а их количество, согласно оценкам, может достигать $\sim 10^6$ штук, что и позволяет наблюдать эти объекты при комнатной температуре. Системы самих объектов могут быть замкнуты по отношению друг к другу, а их чистые состояния Ψ_1 и Ψ_2 некогерентны. Оператор матрицы плотности $\hat{\rho}$ чистого состояния Ψ (1) такого объекта удовлетворяет равенству (2) из которого следует, что он может находиться в одном из возможных квантовых состояний ψ_n с вероятностью $W_n = |c_n|^2$ ($\sum W_n = 1$).

$$\text{Tr}(\hat{\rho}^2) = 1 \text{ при } \text{Tr}(\hat{\rho}) = 1 \quad (2)$$

В общем случае замкнутые квантовые системы могут иметь свои пространственно-временные метрики, свои энергетические характеристики, свои объекты и свои взаимодействия между ними, ко-

которые не могут быть описаны в рамках классической физики [5]. В результате этого, расположенные в непосредственной близости друг от друга находящиеся в некогерентных квантовых состояниях Ψ_1 и Ψ_2 объекты не поляризуют вокруг себя среду и не взаимодействуют не только с электронами проводимости n-Si – так называемая квантовая экранировка, но и друг с другом (рис. 1, а).

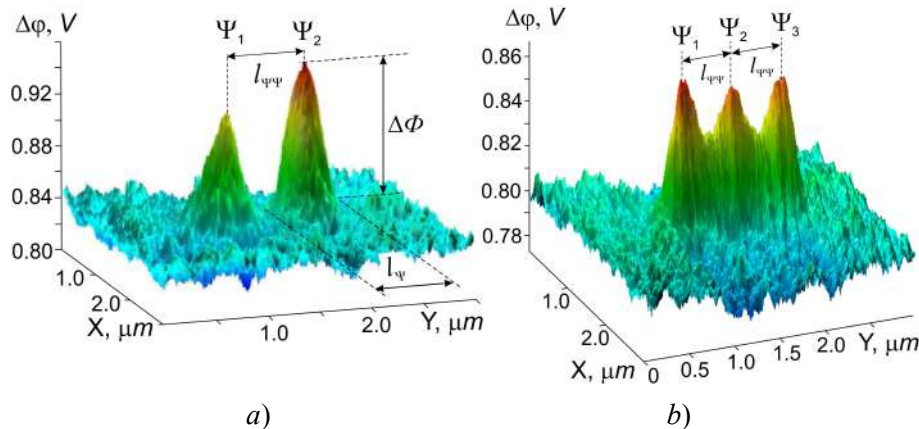


Рис. 1. Трехмерные изображения КРП двух электронных квантовых объектов, находящихся друг от друга на расстоянии $l_{\Psi\Psi} \approx l_{\Psi}$ в некогерентных квантовых состояниях Ψ_1 и Ψ_2 – а), трех электронных квантовых объектов, находящихся друг от друга на расстоянии $l_{\Psi\Psi} \approx l_{\Psi}$ в запутанных когерентных квантовых состояниях Ψ_1 , Ψ_2 и Ψ_3 – б)

С практической точки зрения это означает то, что находящиеся в некогерентных квантовых состояниях электронные квантовые линии передачи не будут взаимодействовать между собой и обмениваться информацией даже находясь в непосредственной близости друг от друга.

Перевод аналогичных объектов в когерентные квантовые состояния Ψ_1 , Ψ_2 и Ψ_3 ведет к нарушению замкнутости их внутренних систем и нарушению когерентности состояний образующих их электронов. При этом квантовая экранировка объектов сохраняется, а электронные системы объектов переходят в пространство состояний повышенной размерности $N^{**} > N$. В результате такого перехода размерность системы линейных уравнений N^* (пространства состояний) начинает превышать количество уравнений описывающих замкнутую систему объекта $N < N^*$ и решение становится невозможным ($W < 1$), а равенство (2) для каждого из объектов переходит в неравенство (3)

$$Tr(\hat{\rho}^2) < 1 \text{ при } Tr(\hat{\rho}) = 1, \quad (3)$$

которое означает, что электроны объектов в пространстве состояний N^{**} переходят в частично запутанные состояния – так называемый процесс декогеренции. В этом случае коэффициенты c_n будут определять степень запутанности состояний электронов и степень взаимодействия между объектами которое на АСМ-изображении проявляется в виде областей перекрытия Ψ_1 - Ψ_2 и Ψ_2 - Ψ_3 между объектами (рис. 1, б).

3. Заключение

Перевод совокупности подвижных электронов в когерентное квантовое состояние позволяет сформировать на их основе на кремниевой поверхности при комнатной температуре достаточно стабильные многочастичные электронные квантовые системы, способные находится по отношению друг к другу как в когерентном, так и в некогерентном квантовых состояниях. Замкнутость таких систем в среде обеспечивает им квантовую экранировку и стабильность их состояний во времени, а достаточная внутренняя энергия обеспеченная большим количеством ($\sim 10^6$) образующих их электронов – хорошую заметность при комнатной температуре на фоне тепловых, дробовых и фликкер- шумов.

Список литературы

1. Стикс Г. Квантовая криптография прошла путь от теоретических исследований и лабораторных опытов до коммерческих изделий // В мире науки (Scientific American). 2005. № 4. Апрель.
2. Watson T.F., Philips S.G.J., Kawakami E., Ward D.R., Scarlino P., Veldhorst M., Savage D.E., Lagally M.G., Friesen Mark, Coppersmith S.N., Eriksson M.A. & Vandersypen L.M.K., A programmable two-qubit quantum processor in silicon // Nature. 2018. V.555. P. 633–637.
3. Torkhov N. Quantum mechanical state of the quantum system, and tunneling effect (a new approach) // ITM Web of Conferences. 2019. V. 30, 08014.
4. Миронов В.Л. Основы сканирующей зондовой микроскопии: Нижний Новгород: Институт физики микроструктур РАН, 2004. 114 с.
5. Доронин С.И., Мера квантовой запутанности чистых состояний // Квант. Маг. 2004. Т. 1. С. 1123.

Применение наноструктурного материала для отклонения высокоэнергетических заряженных частиц

Полетаев Д.А., Войтицкий В.И., Филиппов Д.М., Старосек А.В.

Крымский федеральный университет имени В.И. Вернадского
г. Симферополь, 295007, пр. Академика Вернадского, 2, Российская Федерация
poletaevda@cfuv.ru

Аннотация: В данной работе рассматривается конструкция предлагаемой ячейки наноструктурного материала, применяемого для отклонения высокоэнергетических заряженных частиц. Проводится численное моделирование основных характеристик материала.

1. Введение

Освоение ближнего и дальнего космоса требует защиты экипажа космических аппаратов и его оборудования от космических лучей, более 90 % которых составляют высокоэнергетические заряженные частицы (ВЗЧ) [1]. Современные методы устранения влияния ВЗЧ используют сложные многослойные покрытия и системы возбуждения искусственного магнитного поля [2]. Однако данные способы защиты от ВЗЧ слишком громоздки. В работе предлагается и обсуждается конструкция ячейки наноматериала для изменения траектории движения ВЗЧ. Представляется целесообразным провести численное моделирование данной структуры и оценить степень влияния на высокоэнергетические заряженные частицы.

Целью работы является теоретическая оценка радиуса закругления отклоняемой ВЗЧ.

2. Теория

Ячейка содержит электропроводящие пластины, электропроводящий виток и диэлектрическое связующее (рис.1). ВЗЧ (протон, альфа-частица, электрон) попадает в ячейку между пластинами. При пролете релятивистской частицы между пластинами, соединенными электропроводящим витком, возникающий ток задается теоремой Шокли-Рамо для релятивистского случая [3]:

$$I = qVE + \int_V \mathbf{E} j dV, \quad (1)$$

где q – заряд частицы; V – скорость частицы; E – вектор напряженности электрического поля в промежутке между электродами; j – вектор плотности тока смещения.

Вектор напряженности электрического поля для релятивистской движущейся частицы задается уравнением [4]:

$$\mathbf{E} = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \frac{q}{r^2} \frac{1 - \beta^2}{(1 - \beta^2 \sin^2 \vartheta)^{3/2}}, \quad (2)$$

где ϵ_0 – электрическая постоянная; $\beta = V/c$; c – скорость света в вакууме; ϑ – угол между радиус-вектором частицы и вектором ее скорости.

Ток, наведенный в электропроводящем витке возбуждает магнитное поле [4]:

$$\mathbf{B} = \frac{\mu_0}{2} \frac{R^2 I}{(z^2 + R^2)^{3/2}}, \quad (3)$$

где R – радиус электропроводящего витка; z – расстояние от частицы до центра электропроводящего витка.

Это магнитное поле взаимодействует с ВЗЧ, изменяя траекторию ее движения: под действием силы Лоренца [3] прямолинейное движение заряженной частицы превращается в криволинейное – заряженная частица отклоняется в сторону. При этом расположенные за таким наноматериалом объекты не испытывают действия ВЗЧ, так как ВЗЧ отклоняются.

Для проведения численного моделирования были выбраны следующие параметры для ВЗЧ – протон, энергия которого изменялась в соответствии со скоростью от 5 МэВ до 5 ГэВ: электропроводящие пластины представляли собой квадраты со стороной 28 нм с проводимостью меди, электропроводящий виток имел радиус 14 нм. В ходе численного моделирования рассчитана зависимость модуля индукции магнитного поля в электропроводящем витке в зависимости от энергии ВЗЧ, а также радиус закругления траектории ВЗЧ под действием индуцированного магнитного поля.

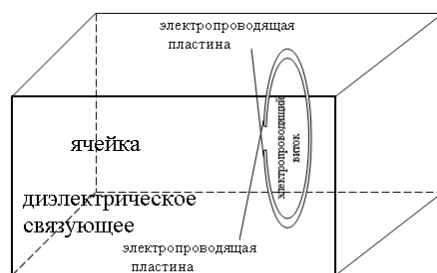
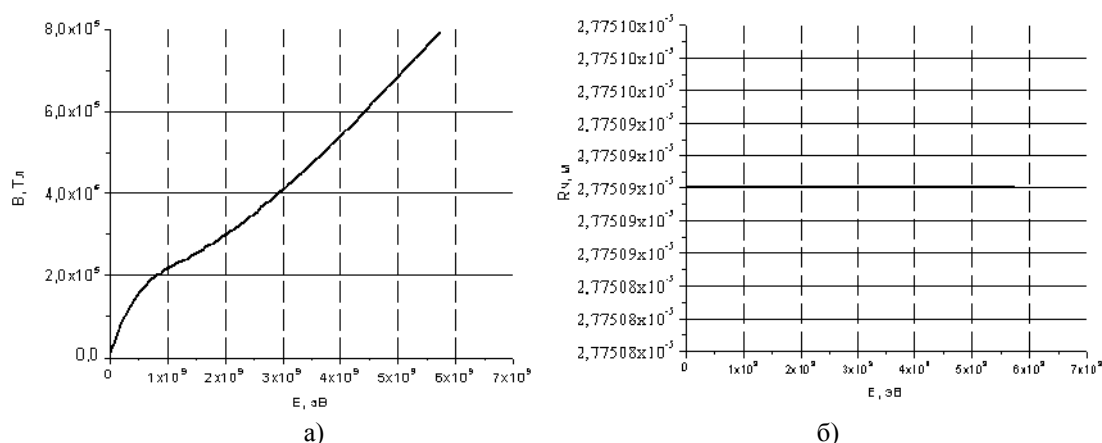


Рис. 1. Структура ячейки наноматериала

Рис. 2. а) Зависимость модуля магнитной индукции от энергии ВЗЧ;
б) Зависимость радиуса закругления траектории частицы от энергии ВЗЧ

Из графика на рис.2, а видно существенное увеличение модуля индукции магнитного поля при увеличении энергии ВЗЧ. Однако, с возрастанием энергии, а следовательно и скорости частицы, растет не только индуцируемое витком магнитное поле, но и сила, которую требуется прикладывать для отклонения частицы от ее траектории. Поэтому рост модуля индукции магнитного поля компенсируется ростом скорости и приводит к уравниванию радиуса закругления частиц с разными энергиями, что наблюдается на графике рис.2, б).

3. Заключение

В ходе проведенного численного моделирования установлено, при заданной конструкции ячейки наноматериала индуцируется достаточный ток для отклонения ВЗЧ. Установлено, что величина отклонения ВЗЧ практически не зависит от скорости частицы.

Наноматериал, состоящий из описываемых ячеек, может применяться как покрытие для спутников, космических кораблей. Проведенная дополнительно оценка плотности материала показывает, что он значительно легче применяемых металлов и их сплавов.

Список литературы

1. Gaisser T.K. Spectrum of cosmic-ray nucleons, kaon production, and the atmospheric muon charge ratio // Astropart. phys. – 2012. – № 35. – pp. 801 – 806.
2. Pippin H.G., Woll. S.L.B., Loebs V.A., Bohnhoff-Heavacek G. Contamination Effects on the Passive Optical Sample Assembly Experiments // J. Spacecraft and Rockets, 2000, v,37, №.5, p.567-572
3. Герштейн Г. М. Некоторые вопросы взаимодействия заряженных частиц с электрическим полем / Г. М. Герштейн. – Саратов: Издательство Саратовского университета, 1960. – 167 с.
4. Иродов И.Е. Основные законы электромагнетизма / И.Е. Иродов. – М.: высш. шк., 1991. – 290 с.

Разработка генератора периодической последовательности субнаносекундных электромагнитных импульсов 8 мм диапазона с двумя соосными излучающим и поглощающим электронными пучками¹

Вилков М.Н., Гинзбург Н.С., Данилов Ю.Ю., Конюшков А.П.,

Юровский Л.А., Иляков Е.В., Кулагин И.С., Зотова И.В.

Институт прикладной физики РАН

г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация

vilkovmn@ipfran.ru

Аннотация: Показана возможность генерации периодической последовательности ультракоротких микроволновых импульсов на основе эффекта пассивной синхронизации мод в схеме с двумя параллельными соосными электронными пучками, формируемыми единым катодом и транспортируемыми в едином вакуумном объеме. Внешний цилиндрический пучок обеспечивает усиление излучения при прямолинейном движении вдоль периодической замедляющей системы, в то время как внутренний приосевой – нелинейное циклотронное поглощение.

1. Введение

В физике лазеров для генерации ультракоротких (фемтосекундных) импульсов (УКИ) широко используется метод пассивной синхронизации мод, который реализуется при установке в резонатор лазера нелинейного элемента, поглощающего излучение малой амплитуды и прозрачного для излучения большой интенсивности [1]. Представляется перспективным перенос указанного метода в электронику СВЧ, где, в зависимости от частотного диапазона, в качестве активного элемента могут использоваться различные типы электронных усилителей. Очевидно, что микроволновое излучение в виде периодической последовательности ультракоротких импульсов актуально для большого числа физических и технических приложений, включая диагностику плазмы и твердого тела, связь и радиолокацию высокого разрешения и т.п. В работах [2,3] проведен анализ динамики УКИ генераторов на основе двухсекционной схемы, в которой усилительная секция и секция нелинейного поглощения запитывались двумя независимыми электронными пучками. На базе такой концепции в настоящий момент ведется подготовка к экспериментальному исследованию УКИ генератора 8-ми миллиметрового диапазона [3], где в качестве усилителя используется винтовая гиро-ЛБВ, а в качестве нелинейного поглощающего элемента – циклотронный поглотитель, основанный на взаимодействии излучения с первоначально прямолинейным электронным пучком.

Следует отметить, что практическая реализация подобной системы требует разработки достаточно сложной схемы, обеспечивающей передачу сигнала между секциями, а также вывод излучения в полезную нагрузку. В этой связи исследуется альтернативная схема УКИ генераторов с пассивной синхронизацией мод, отличительной особенностью которой является использование двух параллельных электронных пучков, формируемых единым катодом и транспортируемых в едином вакуумном объеме (Рис. 1). В такой схеме внешний электронный пучок (3) обеспечивает усиление излучения при черенковском взаимодействии с замедленной волной, распространяющейся в цилиндрическом волноводе с периодической гофрировкой боковых стенок (1). Внутренний пучок (4) обеспечивает циклотронное поглощение излучения.

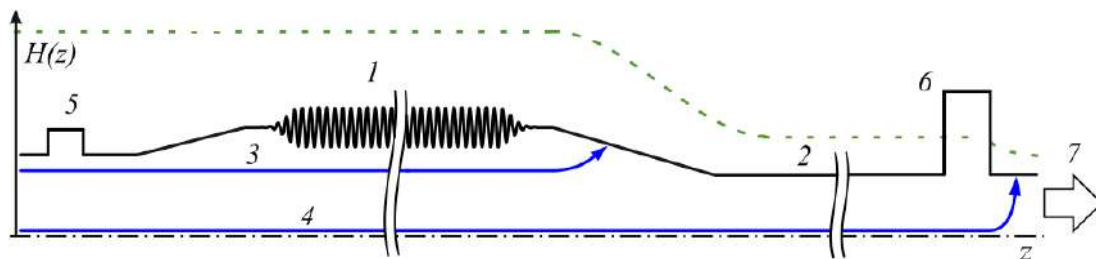


Рис. 1. Схема УКИ генератора на основе двух соосных электронных пучков: 1 – секция усиления на основе гофрированного волновода, 2 – секция циклотронного поглощения, 3 – внешний усиливающий пучок, 4 – внутренний поглощающий приосевой пучок, 5 и 6 – входной и выходной рефлекторы, $H(z)$ – профиль ведущего магнитного поля, 7 – вывод излучения в полезную нагрузку

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ (грант № 20-08-00308 А), а также частично в рамках госзадания (тема № 0035-2019- 0001).

Насыщающееся поглощение обеспечивается внутренним приосевым электронным пучком (4), для которого путем вариации величины ведущего магнитного поля $H(z)$ на определенном участке (2) выполнены условия циклотронного резонанса с излучением. При этом приосевой электронный пучок движется достаточно далеко от замедляющей системы и, вследствие радиального спада амплитуды медленной волны, в черенковском взаимодействии практически не участвует. Кроме того, электродинамическая система генератора включает два отражателя (5 и 6), расположенных с катодной и коллекторной стороны пространства взаимодействия. Экспериментальное тестирование описанной схемы УКИ генератора в 8-мм диапазоне планируется провести на базе термоэмиссионного микросекундного ускорителя «САТУРН» (ИПФ РАН) [4].

2. Результаты моделирования

Для исследования режимов работы генератора и поиска оптимальных параметров, обеспечивающих генерацию импульсов максимальной амплитуды, выполнено моделирование УКИ генератора на основе совместного решения самосогласованных усреднённых уравнений для каждой из секций (1 и 2 на Рис. 1). Описание модели усилителя дано в [5], поглотителя - в [6]. Согласно полученным результатам при токе усиливающего / поглощающего пучка – 60 / 23 А, длине пространства взаимодействия усилителя / поглотителя – 11 / 6.8 см, энергии частиц 210 кэВ возможна генерация импульсов с длительностью 320 пс, частотой повторения 0.6 ГГц и пиковой мощностью 10 МВт (Рис. 2). Параметры электронных потоков соответствуют характеристикам ускорителя «САТУРН» [4].

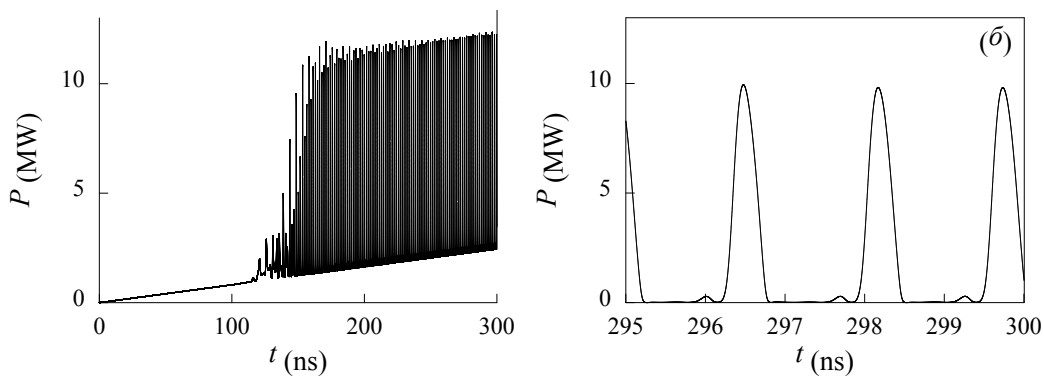


Рис. 2.
(а) Установление режима генерации периодической последовательности импульсов;
(б) профиль импульсов в увеличенном масштабе

3. Заключение

Проведенный анализ демонстрирует работоспособность предлагаемой схемы УКИ генератора на основе двух параллельных излучающих и поглощающих электронных пучков. Дальнейшее теоретическое исследование будет направлено на проведение прямого PIC моделирования для уточнения параметров планируемого эксперимента.

Заметим, что в микроволновой электронике известен ряд успешных экспериментальных реализаций схемы с двумя параллельными электронными пучками, которая использовалась прежде всего для селекции мод по поперечному индексу (см., например [7,8]). В данной работе показано, что аналогичная электронная оптика может быть использована для принципиально иных целей, а именно, – для реализации периодической импульсной генерации.

Список литературы

1. Крюков П.Г. Лазеры ультракоротких импульсов Квантовая электроника. 2001. Т. 31, № 2. С. 95–119.
2. Гинзбург Н.С. и др. Генерация периодической последовательности мощных ультракоротких импульсов в лампе бегущей волны с просветляющим поглотителем в цепи обратной связи // Письма в ЖТФ. 2015. Т. 41, №17. С. 44–52.
3. Ginzburg N.S. et al. Nonlinear Cyclotron Resonance Absorber for a Microwave Subnanosecond Pulse Generator Powered by a Helical-Waveguide Gyrotron Traveling-Wave Tube // Phys. Rev. Appl. 2020. V. 13, №4. 044033.
4. Зайцев Н.И. и др. Сильноточный микросекундный электронный ускоритель с термокатодом для мощных СВЧ-приборов // ПТЭ. 1995. №3. С.138–145.
5. Korovin S.D. et al. Generation of Cherenkov superradiance pulses with a peak power exceeding the power of the driving short electron beam // Phys. Rev. E. 2006. V. 74, №1. 016501.
6. Nusinovich G.S. Introduction to the Physics of Gyrotrons. Baltimore: J. Hopkins University Press. 2004. 335 P.
7. Братман В.Л. и др. Экспериментальное исследование секционированного СВЧ-генератора с релятивистским электронным пучком // Письма в ЖТФ. 1988. Т. 14, №1. С.9–13.
8. Idehara T. et al. A novel THz-band double-beam gyrotron for high-field DNP-NMR spectroscopy // Rev. Sci. Instrum. 2017. V. 88. 094708.

Экспериментальное исследование повышения КПД и управления частотой генерации системой маломощных соленоидов, интегрированных в гиротрон

М. Д. Проявин*, М. В. Морозкин, А. Г. Лучинин, М. Ю. Глявин

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

Аннотация: Представлены результаты экспериментального исследования влияния профиля магнитного поля в области резонатора на выходные параметры излучения технологического гиротрона с частотой генерации 30 ГГц. В качестве корректирующей магнитной системы использован набор катушек малой индуктивности, интегрированных непосредственно в корпус лампы в области резонатора. Показана возможность значительного (примерно в 1.3 раза) повышения эффективности генерации, что сопоставимо с эффектом достигаемым применением схем рекуперации, но значительно проще реализуется. Продемонстрирована возможность перестройки частоты генерации в пределах, как минимум вдвое превышающих ширину спектра излучения, что дает возможность осуществления стабилизации частоты с помощью малых изменений магнитного поля, что особенно важно в диодных лампах.

1. Введение

Гиротроны давно зарекомендовали себя в качестве основных источников излучения для нагрева плазмы, в различных технологических приложениях, в научных, в частности, в области спектроскопии. В зависимости от области приложения, на первый план может выходить эффективность генерации или управление частотой излучения. Поскольку принцип работы гиротрона основан на использовании циклотронного резонанса электронов, движущихся в магнитном поле, с медленной электромагнитной волной, очевидно, что профилирование магнитного поля – изменение резонансных условий по мере изменения параметров электронов, должно оказывать значительное влияние на выходные характеристики – мощность, эффективность и частоту генерации.

Влияние продольного профиля магнитного поля на режим генерации гиротрона исследовалось в целом ряде работ [1-8], однако число экспериментов, подтверждающих сделанные предположения, явно недостаточно. В настоящей работе проведена экспериментальной верификации влияния профиля магнитного поля на режим генерации и его оптимизация для технологического гиротрона с рабочей частотой 30 ГГц.

2. Исследование зависимость КПД генерации от профиля магнитного поля

Исходя из многочисленных теоретических оценок, для достижения эффекта увеличения КПД требовалось обеспечить плавное нарастание индукции магнитного поля в пространстве взаимодействия на 1%. Для этого в области резонатора были размещены 3 независимые катушки. Имеющиеся технологические ограничения на диаметр теплового отверстия главного соленоида не позволяли разместить катушки непосредственно на теле прибора, даже с учетом минимизации количества витков (1 виток) с использованием провода круглым сечением диаметра 1 мм. Для решения данной задачи внешний корпус гиротрона был проточен в области резонатора и дополнительно были сделаны 6 (по азимуту) канавок для вывода контактов корректирующих соленоидов.

Независимое управление токами корректирующих катушек позволило провести оптимизацию профиля магнитного поля, в ходе которой удалось добиться увеличения КПД генерации на 30% - с 27% до 36%. При этом, основную роль в повышении КПД играла катушка №2 – при ее единоличном включении при токе $I_2 = 20$ А КПД составляло 34%. Оптимальный режим генерации соответствовал 36% КПД при токах катушек $I_1 = 1$ А, $I_2 = 20$ А, $I_3 = 20$ А. Данный результат особенно перспективен с точки зрения применения в мощных и более высокочастотных гиротронах, где важно изменения эффективности генерации даже на 1%.

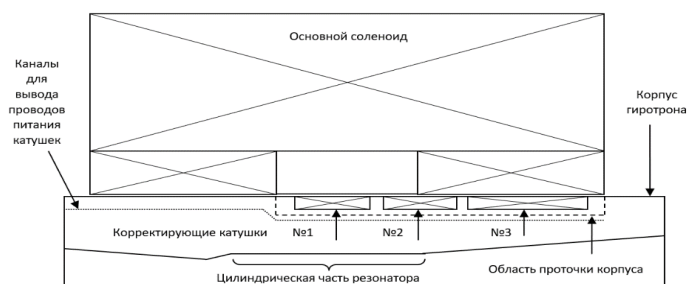


Рис. 1. Схематическое изображение магнитной системы и резонаторной области гиротрона

3. Исследование перестройки частоты корректирующей магнитной системой

Другим важным результатом эксперимента является управление частотой излучения с помощью малого (относительно основной системы) изменения тока питания одной из корректирующих катушек. Управление частотой за счет дополнительной катушки, изменяющей магнитное поле по всей длине однородного участка резонатора, было детально исследовано в работе. В данной работе управление частотой за счет изменения магнитного поля в достаточно узкой области на выходном конце области взаимодействия, что позволяет уменьшить индуктивность соленоида и характерное время перестройки. Ожидается, при включении катушки 1, расположенной в центральной части резонатора, происходило сильное смещение зоны генерации, что сопровождалось снижением эффективности генерации. Включение катушек 2 и/или 3 с силой тока в несколько ампер слабо сказывалось на выходной мощности и эффективности, но значительно (относительно ширины спектра излучения) изменяло частоту генерации. Оптимальным с точки зрения перестройки частоты и стабильности КПД генерации являлся режим работы с катушкой № 2. Экспериментальные зависимости представлены на рисунке 2.



Рис. 2. Зависимость частоты генерации от тока дополнительных катушек

4. Заключение

Проведенные теоретические и экспериментальные исследования свидетельствуют о потенциальной возможности увеличения КПД генерации гиротрона путем слабой коррекции магнитного поля в рабочем пространстве резонатора. В технологическом гиротроне на второй гармонике гирочастоты с мощностью 10 кВт и частотой излучения 30 ГГц получено увеличение КПД на треть по сравнению с режимом работы без коррекции магнитного поля: с 27% до 36%. Перестройка частоты в достаточно широких (относительно ширины спектра излучения) пределах с помощью катушки малой индуктивности может являться привлекательным инструментом перестройки и/или стабилизации частоты, особенно для лам диодного типа. Полученные результаты кажутся наиболее привлекательным для использования в мощных гиротронах для УТС.

Список литературы

1. Zapevalov, V.E., Moiseev, M.A. Influence of Aftercavity Interaction on Gyrotron Efficiency // Radiophysics and Quantum Electronics 47, 520–527 (2004). <https://doi.org/10.1023/B:RAQE.0000047243.18212.1d>
2. Keier, A.P. Electron flux bunching with spread in electron velocities in a gyrokystron with a nonuniform magnetic field. // Radiophys Quantum Electron 21, 631–635 (1978). <https://doi.org/10.1007/BF01052043>
3. G. S. Nusinovich (1988) Linear theory of a gyrotron with weakly tapered external magnetic field // International Journal of Electronics, 64:1, 127-135, DOI: 10.1080/00207218808962789
4. X. Wang, Q. Xue, S. Zhang, G. Liu, G. Zhao and D. Zhao, "Effects of Different Magnetic Field Profiles on Output Power and Efficiency of a Second-Harmonic Gyrotron," // IEEE Transactions on Plasma Science, vol. 47, no. 11, pp. 5159-5164, Nov. 2019, doi: 10.1109/TPS.2019.2943684.
5. Y. V. Bykov et al., "Efficiency enhancement of gyrotron based setups for materials processing," 2009 34th International Conference on Infrared // Millimeter, and Terahertz Waves, Busan, 2009, pp. 1-2, doi: 10.1109/ICIMW.2009.5324962.

Релятивистский гиротрон на второй гармонике гирочастоты с селекцией рабочей моды с помощью продольных дроссельных канавок¹

¹Завольский Н. А., ¹Иляков Е. В., ¹Калынов Ю. К., ¹Кулагин И. С., ^{1,2}Мануилов В. Н.,
¹Шевченко А. С.

¹Институт прикладной физики РАН
г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация
ilyakov@ipfran.ru

²Нижегородский государственный университет
г. Нижний Новгород, 603950, пр. Гагарина, 23, Российская Федерация

Аннотация: При работе на гармониках гирочастоты, спектр возможных колебаний резонатора гиротрона можно существенно проредить, если применить продольные канавки, прерывающие токи возможных мод на всех частотных диапазонах, кроме частоты выделенной циклотронной гармоники. Для этой моды глубина канавки равняется половине, так что СВЧ токи соответствующей частоты не прерываются.

1. Введение

Работа релятивистских гиротронов на гармониках циклотронной частоты дает возможность продвинуться по частоте генерируемого излучения без увеличения индукции магнитного поля и с сохранением мегаваттного уровня мощности [1—3]. Однако с ростом выбранного номера циклотронной гармоники плотность возможных мод в окрестности рабочей моды возрастает. Чтобы сохранить селективность возбуждения рабочей моды в этих условиях, требуются специальные методы, один из которых представлен ниже.

2. Суть метода селекции и расчет гиротрона. Эксперименты

ТЕ-моды гиротронов связаны на стенке резонатора с СВЧ токами поперечного направления, так что на них можно существенно повлиять, прорезая продольные щели в стенке резонатора, а чтобы сделать это влияние частотно зависимым нужно заменить щели канавками определенной глубины (дроссельными канавками). Если глубина канавки составляет половину длины рабочей волны излучения, то на стыке канавки и резонатора СВЧ ток будет протекать беспрепятственно, как будто бы разрыв отсутствует. Другие, существенно отличающиеся по частоте СВЧ токи, будут испытывать разрыв. Таким образом, параметры резонатора и глубину канавок можно настроить на рабочую моду, возбуждающуюся на второй или третьей гармонике гирочастоты. Последнее было подтверждено компьютерным моделированием возбуждения резонатора электромагнитной волной при отсутствии электронного пучка.



а)



б)

Рис. 1. Резонатор релятивистского гиротрона с дроссельными канавками: а) вид сбоку; б) вид со стороны закривающегося сужения

Для проверки предложенного метода селекции моделированием по методу крупных частиц был взят резонатор, идентичный резонатору гиротрона, в котором на релятивистском электронном пучке было получено на основной циклотронной гармонике с модой ТЕ_{5.3} излучение на частоте 30 ГГц мощностью 10 МВт с КПД 50% [4], а на второй циклотронной гармонике с модой ТЕ_{3.7} – излучение

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, гранты № 20-02-00274, 20-08-00308.

мощностью около 1 МВт на частоте 50,4 ГГц с КПД 15% [1]. В этом резонаторе были сделаны 4 продольные канавки глубиной 2.5 мм (полволны на 2-й циклотронной гармонике) в расчете на то, что все гиротронные моды других частотных диапазонов будут подавляться канавками. Поскольку все несимметричные моды возбуждаются вращающимися, то прерывание СВЧ тока всегда будет иметь место. В режиме, обозначенном на рис. 2 звездочкой, где наблюдается одновременное выполнение стартовых условий для мод ТЕ4.3 и ТЕ6.2 на основной циклотронной гармонике и мод ТЕ3.7, ТЕ1.8 и ТЕ8.5 на второй циклотронной гармонике, моды первой гармоники должны быть подавлены, а моды второй гармоники можно выделить, изменяя магнитное поле.

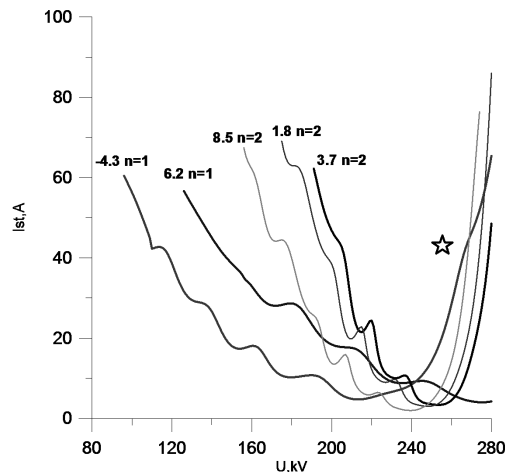


Рис. 2. Стартовые токи мод в зависимости от напряжения. Звездочка отмечает режим (255 кВ, 45 А), в котором моделировалась работа гиротрона с селекцией с помощью дроссельных канавок. Магнитное поле 1.348 Тл

Однако экспериментальные исследования показали следующее. Дроссельные канавки хорошо подавляли моды основной гармоники с нечетным азимутальным индексом, например ТЕ5.3 на частоте 30 ГГц, а моды с четными индексами возбуждались с высокой мощностью и КПД (например, ТЕ4.3 – 1.9 МВт с КПД 36%). При этом в гиротроне с канавками не удалось возбудить моду второй гармоники ТЕ3.7, полученную в [1], условия возбуждения которой, по-видимому, из-за наличия канавок, были несколько ухудшены.

Компьютерное моделирование генерации методом крупных частиц показало, что поперечная структура рабочей моды при отсутствии канавок действительно вращается при изменении продольной координаты вдоль резонатора, но этот поворот составляет всего половину вариации. То есть, во-первых, электроны с определенным азимутальным положением почти не отдают свою энергию генерируемой волне, а во-вторых, можно прорезать прямые щели, которые практически не повлияют на КПД генерации и стартовый ток, если поперечная структура расположится между ними соответствующим образом. Согласно моделированию, азимутальный поворот структуры в таком резонаторе полностью устраняется.

Таким образом, селективное возбуждение гиротрона на второй гармонике может оказаться невозможным из-за возбуждения паразитной моды на основной гармонике, если ее азимутальная структура согласована с азимутальным расположением канавок (азимутальные вариации размещаются между канавками). Вращение паразитной моды в резонаторе устраняется без заметной потери в КПД.

И наоборот, рассчитанный по нестационарной модели взаимодействия с нефиксированной структурой СВЧ поля набор паразитных мод на первой гармонике, в принципе, может быть подавлен нужным образом расположенными дроссельными канавками. Тем самым освобождается зона возбуждения генерации на второй гармонике. Проверку предлагаемого подхода планируется осуществить в ближайших экспериментах.

Список литературы

1. Завольский Н.А., Иляков Е.В., Калынов Ю.К. и др. Экспериментальное исследование релятивистского гиротрона миллиметрового диапазона длин волн на второй циклотронной гармонике // XXIII научно-технич. конф. «Вакуумная наука и техника» - Вакуум'2016 (Судак, сент. 2016 г.). 2016. С. 29—33.
2. Завольский Н.А., Иляков Е.В., Калынов Ю.К. и др. Гиротрон на второй гармонике гирочастоты с селекцией рабочей моды с помощью фазового корректора // XXIII научно-технич. конф. «Вакуумная наука и техника» - Вакуум'2016 (Судак, сент. 2016 г.). 2016. С. 34—38.
3. Завольский Н.А., Иляков Е.В., Калынов Ю.К. и др. Мощный релятивистский гиротрон миллиметрового диапазона длин волн на второй циклотронной гармонике // Изв. вузов. Радиофизика. 2018. Т.61, №1. С. 44—52.
4. Зайцев Н.И., Завольский Н.А., Запечалов В.Е., и др. Десятимегаваттный импульсный гиротрон с длиной волны 1 см и КПД 50% // Изв. вузов. Радиофизика. 2003. Т.46, №10. С.914—918.

Релятивистский гиротрон на третьей гармонике гирочастоты со связанными резонаторами¹

¹ Завольский Н. А., ¹ Иляков Е. В., ¹ Калынов Ю. К., ¹ Кулагин И. С., ^{1,2} Мануилов В. Н.,
¹ Шевченко А. С.

¹ Институт прикладной физики РАН

г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация
ilyakov@ipfran.ru

² Нижегородский государственный университет

г. Нижний Новгород, 603950, пр. Гагарина, 23, Российская Федерация

Аннотация: Сгущение спектра возможных мод в гиротроне, неизбежное при переходе к работе на гармониках гирочастоты, затрудняет селективную генерацию рабочей моды. Рассматривается работа гиротрона, пространство взаимодействия которого состоит из двух электродинамически связанных резонаторов различного диаметра, достаточно коротких для отсутствия независимого возбуждения СВЧ колебаний, но имеющих на одной из высших циклотронных гармоник общую для обоих резонаторов моду колебаний. В этом случае рабочая мода отличается достаточно протяженным пространством взаимодействия и высокой добротностью, то есть, выделена по стартовому току.

1. Введение

Продвижение релятивистских гиротронов в направлении увеличения частоты при сохранении выходной мощности и КПД связано с получением больших магнитных полей. Этого предлагается избежать путем перехода к работе гиротрона на второй и третьей циклотронных гармониках, для которых рабочее магнитное поле соответствующим образом уменьшается. Для обеспечения селективной работы гиротрона на высоких гармониках предполагается применение одного из методов электродинамической селекции - разбиение пространства взаимодействия гиротрона на два электродинамически связанных резонатора различного диаметра, достаточно коротких для отсутствия независимого возбуждения СВЧ колебаний, но имеющих на одной из высших циклотронных гармоник общую для обоих резонаторов моду колебаний. В этом случае рабочая мода отличается достаточно протяженным пространством взаимодействия и высокой добротностью, то есть, выделена по стартовому току [1, 2].

2. Расчет гиротрона

При расчете гиротрона на третьей гармонике гирочастоты использовалась нестационарная модель взаимодействия с нефиксированной структурой высокочастотного поля. Параметры винтового электронного пучка (энергия электронов 280 кэВ, диаметр пучка 9 мм, питч-фактор 1,3, разброс по поперечным скоростям 30% при величине магнитного поля 1,37 Тл) соответствовали выбранной комбинации рабочих мод в связанных резонаторах: во входном длиной 22 мм и диаметром 12.78 мм – мода TE_{9.1}, в выходном – длиной 26 мм и диаметром 22.674 мм – мода TE_{9.3} (см. рис. 1). Связь между резонаторами, приводящая к образованию сложной комбинационной моды, проявляется в том, что радиальная вариация моды TE_{9.1} при переходе в широкий объем выходного резонатора образует внутреннюю вариацию моды TE_{9.3}, а две недостающие внешние вариации моды TE_{9.3} возникают в ходе трансформации мод при равенстве резонансных частот входного и выходного резонатора. Расчетная частота генерации на третьей гармонике 80 ГГц.

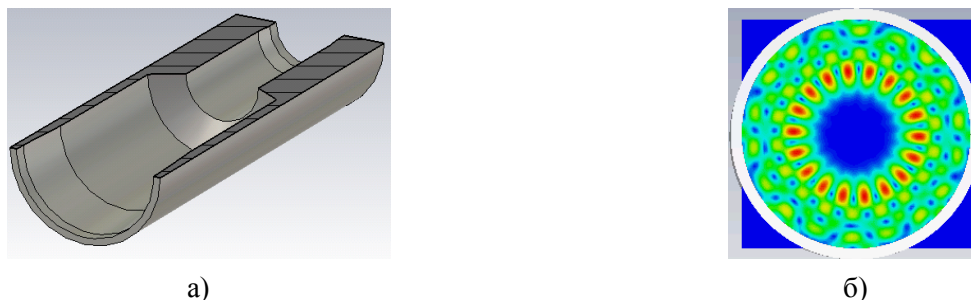


Рис 1. Сечение резонатора гиротрона (а) и структура поля рабочей волны TE_{9.3} (б)

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, гранты № 20-02-00274, 20-08-00308.

Спектр возможных мод выходного резонатора, где формируется мода $TE_{9,3}$, показан на рис. 2. Здесь только моды с 3-й циклотронной гармоникой ($n=3$) будут возбуждаться в окрестности частоты 80 ГГц. Моды с $n=2$ и $n=1$ будут принадлежать своим частотным диапазонам (соответственно $2/3$ и $1/3$ от 80 ГГц).

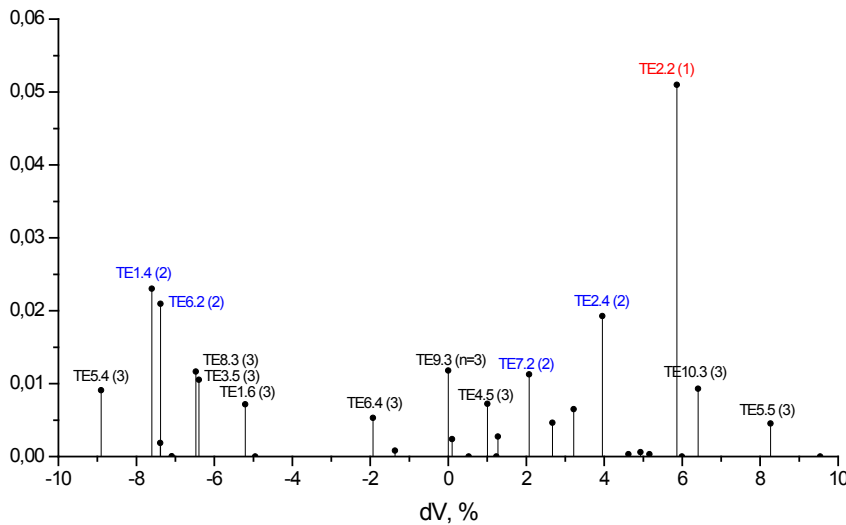


Рис. 2. Расчетный спектр возможных мод, рассчитанный для выходного резонатора. По горизонтали отложено относительное отклонение частоты от частоты рабочей волны $TE_{9,3}$ (80 ГГц), по вертикали – фактор возбуждения. В скобках указан номер циклотронной гармоники (свой цвет для каждого номера)

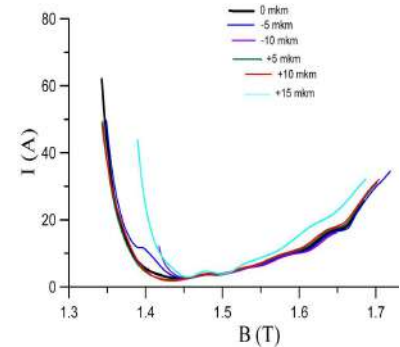


Рис. 3. Стартовый ток гиротрона в зависимости от магнитного поля при различных отклонениях диаметра входного резонатора от номинала

Видно, что спектр в окрестности рабочей моды не показывает ее явного преимущества, так что приходится применять дополнительную селекцию мод в виде входного резонатора с той же резонансной частотой 80 ГГц на моде $TE_{9,1}$, электродинамически связанной с выходным резонатором. Сама по себе электродинамическая связь не только увеличивает длину пространства взаимодействия для этой комбинации мод, но и выделяет азимутальный индекс 9, существенно повышая возможность селективного возбуждения комбинации мод $TE_{9,1}$ – $TE_{9,3}$.

Расчет при токе 50 А показывает, что выходная мощность гиротрона с такими электродинамически связанными резонаторами составляет 2 МВт при КПД 14,5%. Представление о необходимой точности изготовления резонаторов дает рис. 3.

При подготовке к экспериментальным исследованиям сформирован пучок с расчетными параметрами, указанными выше. Его качество было проверено с помощью магнитного анализатора релятивистских винтовых электронных пучков [3]. С необходимой точностью был изготовлен двухсекционный резонатор гиротрона с электродинамической связью между секциями.

Список литературы

1. Павельев В.Г., Цимринг Ш.Е. А. с. 661664 (СССР). Открытый резонатор. Оpubл. в Б.И., 1979. № 17.
2. Малыгин С.А. Мощный гиротрон на 3-й гармонике циклотронной частоты // Радиотехника и электроника. 1986. № 2. С.334—336.
3. Зайцев Н.И., Иляков Е.В., Кулагин И.С., Шевченко А.С. Исследование магнитного анализатора релятивистских винтовых электронных пучков // Изв. вузов. Радиофизика. 2006. Т.49, №2. С. 134—140.

Проблемы и решения при численном моделировании и экспериментальном исследовании эшелеттных резонаторов для гиротронов¹

Власов С.Н., Завольский Н.А., Запевалов В.Е., Зуев А.С., Копосова Е.В., Куфтин А.Н.,
Павельев А.Б., Паршин В.В., Семёнов Е.С.

Институт прикладной физики РАН
г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация
ev_koposova@mail.ru

Аннотация: Представлены некоторые результаты исследований аксиально-симметричных эшелеттных резонаторов. Обозначен ряд проблем, возникающих при освоении таких систем, включая проблемы разработки адекватных методов расчета подобных резонаторов. В частности, в работе обсуждаются возможности применения метода поперечных сечений и метода интегрального уравнения.

1. Введение

Эшелеттные резонаторы предоставляют дополнительные возможности управления величиной дифракционной добротности при сохранении высокой селективности, что делает их весьма привлекательными для создания мощных частотно-перестраиваемых гиротронов, в том числе – работающих на гармониках гирочастоты. Ранее эти возможности были успешно продемонстрированы в работах [1, 2]. Однако последующие эксперименты с эшелеттными резонаторами вскрыли ряд проблем, связанных с трудностями их практической реализации. Основные задачи, требующие первоочередного решения, - разработка адекватных методов расчета эшелеттных резонаторов, совершенствование технологии и контроль точности их изготовления.

2. «Холодные» измерения и эксперименты с гиротроном

В установке для электродинамических («холодных») измерений (рис 1 а) для возбуждения резонатора используется ЛОВ со стабилизацией частоты (ФАПЧ) во всём рабочем диапазоне. Излучение ЛОВ с помощью рупора возбуждает резонатор. Отклик резонатора через аналогичный рупор подаётся на детектор и далее на обработку. Входной и выходной каналы полностью развязаны, что позволяет измерить ширину резонансной кривой с максимальной точностью.

Предварительно, в режиме широкополосного сканирования, отыскивается сигнал от резонатора. Далее, диапазон сканирования частоты уменьшается до требуемого. Запись ширины резонансной кривой резонатора осуществляется с использованием прецизионного пошагового сканирования частоты [3] (пример измерения резонансной кривой – на рис. 1 б).

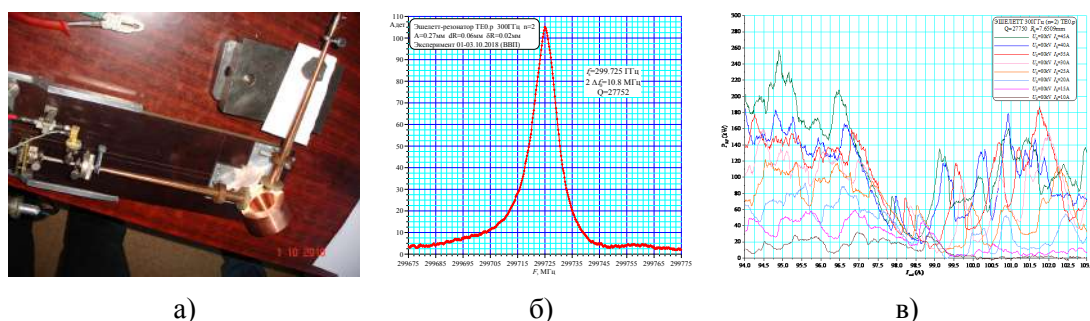


Рис. 1. «Холодные» измерения параметров эшелеттного резонатора и зоны генерации гиротрона

Результаты измерений резонаторов с разной глубиной гофрировки приведены в таблице 1.

Таблица 1

	Резонатор 1	Резонатор 2	Резонатор 3
Частота $f_{\text{крит}}$, ГГц	299.635	299.886	299.725
Добротность Q	4000	7670	27750

В экспериментах с гиротронами («горячих») на 2-ой гармонике гирочастоты, с резонаторами 2 и 3, конструкция электронно-оптической и электродинамической систем гиротрона (кроме резона-

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 18-02-00832 А.

торов) полностью соответствовали ранее использованной схеме исследования гиротрона на основном гирорезонансе [2]. В обоих случаях возбуждение второй гармоники гирочастоты не наблюдалось в широком интервале магнитных полей и подстроек среднего радиуса электронного пучка.

Наблюдалась генерация в районе 100 ГГц (рис. 1 в; резонатор 3), что, по-видимому, объясняется генерацией на спадающем участке магнитного поля в выходном тракте. Для выяснения природы этих колебаний запланированы дополнительные исследования.

3. Методы расчета аксиально-симметричных эшелеттных резонаторов

Метод поперечных сечений. Поперечные электрические и магнитные поля раскладываются по системе ТЕ и ТМ мод в волноводах сравнения [4]. Для более точного расчета необходимо учитывать достаточное большое количество мод с радиальными индексами $p=1...N_p$. Решается система уравнений из [4] с граничными условиями излучения. Результаты одного из расчетов приведены на рис. 3. Данный метод представляется достаточно перспективным для расчета эшелеттных резонаторов. Основные проблемы связаны с необходимостью учета большого числа мод с экспоненциально-нарастающими амплитудами на «закритических» для этих мод участках резонатора.

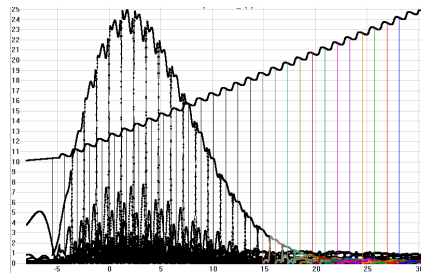


Рис. 2. Поверхность эшелеттного резонатора и распределение поля в нём.

Метод интегрального уравнения. Для исследуемого резонатора (рис. 2) с возбуждаемыми симметричными волнами TE_{0p} в квазиоптическом приближении и при маломеняющемся радиусе $a(z)$ интегральное уравнение для плотности тока $f(z)$ может быть сведено к уравнению Фредгольма второго рода, имеющему вид:

$$\bar{f}(z) = \sqrt{-\frac{ik}{4\pi a}} \int_{z_b}^{z_e} \bar{f}(\zeta) \exp \left\{ i \frac{k}{4a} (z - \zeta)^2 + ik[\Delta(\zeta) + \Delta(z)] \right\} d\zeta, \quad (1)$$

где произведение $k\Delta$ определяет фазовую коррекцию, возникающую вследствие отличия радиуса a от постоянной величины. Ранее [1] для расчета подобных систем использовался резонатор с эквивалентным (гладкостенным) профилем, на стенке которого вводился коэффициент отражения от гофрированной границы, полученный в результате численного решения задачи о рассеянии на одномерной гофрированной поверхности. В настоящее время проводится численное исследование уравнения (1) в применении к реальному профилю резонатора.

4. Заключение

Работы по исследованию перспективных эшелеттных резонаторов будут продолжены. Новая серия экспериментов запланирована на конец текущего года. Также будет продолжено совершенствование методики расчётов, имеющей на данном этапе большое значение.

Список литературы

1. Власов С.Н., Копосова Е.В., Павельев А.Б., Хижняк В.И. Гиротроны с эшелеттными резонаторами // Изв. вузов. Радиофизика. 1996. Т. 39, № 6. С. 691–698.
2. В.И. Белоусов, С.Н. Власов, Н.А. Завольский, В.Е. Запевалов, Е.В. Копосова, С.Ю. Корнишин, А.Н. Куфтин, М.А. Моисеев, В.И. Хижняк. Исследование гиротрона с эшелеттным резонатором // Изв. Вузов. Радиофизика. 2014. Т. 57, № 6. С. 497–506.
3. V.V. Parshin, M.Yu. Tretyakov, M.A. Koshelev, E.A. Serov. Modern resonator spectroscopy at submillimeter wavelengths // IEEE Sensors Journal. 2013. Vol. 13, №1. P. 18–23. DOI 10.1109/JSEN.2012.2215315.
4. Цимринг Ш.Е., Павельев В.Г. К теории неоднородных электромагнитных волноводов, содержащих критические сечения // Радиотехника и электроника. 1982. Т. 27, № 6. С. 1099–1102.

Влияние внешнего монохроматического сигнала на флуктуации частоты и фазы излучения в гиротроне с гармоническими флуктуациями напряжения¹

Бакунин В.Л., Денисов Г.Г., Морозкин М.В., Новожилова Ю.В.

Институт прикладной физики РАН

г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация

julia.novozhilova2009@yandex.ru

Аннотация: В данной работе показано, что при воздействии внешнего монохроматического сигнала колебания фазы и частоты излучения, обусловленные флуктуациями ускоряющего напряжения, снижаются в несколько раз по сравнению с автономным гиротроном. Расчеты проведены на примере созданного в ИПФ РАН гиротрона мегаваттного уровня мощности с частотой 170 ГГц и рабочей модой TE_{28.12} и для гиротрона с вдвое большей частотой и индексом рабочей моды: 345 ГГц, TE_{56.24}, для которого теоретически показана возможность генерации на мегаваттном уровне мощности при захвате его частоты внешним сигналом.

1. Введение

В последнее время появилось большое количество публикаций, посвященных исследованию воздействия внешнего сигнала на режим работы гиротрона. Эти работы были инициированы, с одной стороны созданием и успешной апробацией квазиоптического синтезированного преобразователя, позволяющего эффективно вводить внешний сигнал в резонатор гиротрона в виде рабочей моды [1]. С другой стороны, уже первые работы по исследованию захвата частоты и фазы мощного гиротрона в соответствии с более ранними предсказаниями [2,3] показали возможность не только стабилизации частоты и фазы генерации, а также подавления паразитных мод и перехода в область более высоких рабочих токов. В перечисленных работах рассматривалось воздействие монохроматического и квазимонохроматического сигнала на гиротрон с постоянными параметрами. Однако, как известно, источники напряжения для реальных гиротронов могут иметь незначительные, порядка 0.2% с характерным временем 10-1000 мкс технические флуктуации параметров [4,5]. Эти флуктуации могут привести к вариациям частоты и фазы поля излучения. Целью данной работы является исследование особенностей режимов работы гиротрона при захвате его частоты и фазы внешним монохроматическим сигналом в случае гармонической модуляции параметров гиротрона. Это исследование представляет интерес прежде всего для разработки в дальнейшем комплекса когерентно излучающих гиротронов для беспроводной передачи данных и мощности на большие расстояния и терагерцового ускорения частиц и определения ограничений на возможные флуктуации параметров гиротрона. Следует отметить, что ранее на основе спектрально-корреляционного анализа рассматривалось воздействие внешнего сигнала на одномодовый гиротрон со случайными флуктуациями параметров [6].

2. Обсуждение модели и основные результаты

Ранее в [2,3] рассматривалось воздействие внешнего сигнала на гиротрон с реальным сценарием включения напряжения без учета флуктуации напряжения. В данной работе предполагаем, что на временную зависимость параметров гиротрона (напряжения, тока, питч-фактора, безразмерной расстройки циклотронного резонанса Δ) накладываются мелкие гармонические флуктуации. Характерное время реальных флуктуаций (десятки и сотни микросекунд), как и время включения напряжения (порядка микросекунды) очень велико по сравнению с временем всех переходных процессов в гиротроне, составляющих не менее 1.5нс для процессов установления колебаний в автономном гиротроне до 100нс для процессов захвата фазы. Поэтому расчеты можно проводить, считая времена включения параметров и период их флуктуаций существенно меньшими, порядка нескольких сотен наносекунд. При этом имеется в виду, что для реального временного процесса следует выполнить соответствующее масштабирование времени. Кроме того, поскольку время пролета электронов через пространство взаимодействия очень мало (менее 1 нс), при моделировании уравнений на каждом шаге можно считать параметры гиротрона

¹ Работа выполнена в рамках гранта РФФИ, проект 18-02-00839 и проекта ИПФ РАН 0035-2019-0001.

постоянными. Моделирование проводилось на основе уравнений, записанных в приближении фиксированной структуры поля [3].

Результаты моделирования (рис.1) показали, что в режиме захвата частоты и фазы рабочей моды гиротрона внешним монохроматическим сигналом флуктуации фазы и частоты излучения уменьшаются в несколько раз по сравнению с режимом автономной генерации.

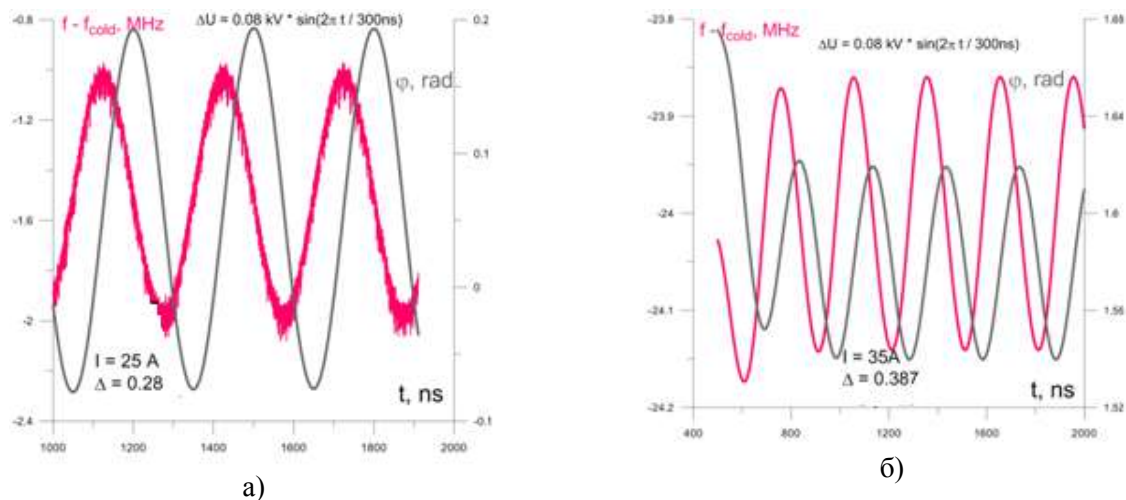


Рис. 1. Сравнение флуктуаций частоты (розовые кривые) и фазы (серые кривые) излучения в автономном режиме (а) и режиме захвата (б) для гиротрона на частоте 345 ГГц с рабочей модой TE56.24. Относительная мощность внешнего монохроматического сигнала 4%, напряжение 100 кВ

3. Заключение

При захвате частоты и фазы гиротрона внешним монохроматическим сигналом флуктуации фазы излучения, обусловленные техническими флуктуациями параметров гиротрона, могут быть уменьшены в несколько раз по сравнению с автономным режимом генерации (от 16° до 3.6°). В результате флуктуации фазы излучения при захвате внешним сигналом мощностью менее 30 кВт становятся допустимыми для создания комплекса когерентно излучающих гиротронов.

Список литературы

1. Chirkov A.V., Denisov G.G., Kuftin A.N. Perspective gyrotron with mode converter for co- and counter-rotation operating modes // *Appl.Phys.Lett.* 2015, Vol. 106, №. 26, Art. no. 263501, doi: 10.1063/1.4923269.
2. Vladimir L. Bakunin, Gregory G. Denisov, and Yulia V. Novozhilova. Principal Enhancement of THz-Range Gyrotron Parameters Using Injection Locking // *IEEE Electr. Device Lett.*, 2020, Vol. 41, №. 5. P.777-780, doi: 10.1109/LED.2020.2980218.
3. В.Л.Бакунин, Г.Г.Денисов, Ю.В. Новожилова, А.П.Фокин. Влияние конкуренции мод на режим захвата частоты многомодового гиротрона внешним монохроматическим сигналом // *Изв. Вузов. Радиофизика.* 2016. Т.59, № 8-9. С.709-719.
4. G. Taddia, M. Pretelli, L. Rinaldi, V. Rossi, L. Sita, T. Bonicelli, P.L. Mondino, D.Fasel, R. Claesen, M. Santinelli. Main high voltage solid state gyrotron power supply 60kV/80A // *Proc.of FEL 2006, BESSY, Berlin, Germany*, P.633-636.
5. A. Fokin, M. Glyavin, G. Golubiatnikov, M. Morozkin, B. Movshevich, A. Tsvetkov, G. Denisov. High-power sub-terahertz source with a record frequency stability at up to 1 Hz // *Scientific Reports*, 2018, Vol. 8, №.1, P.1-5, doi: 10.1038/s41598-018-22772-1.
6. G. S. Nusinovich, O. Dumbrajs. Technical noise in gyrokystrons and phase-locked gyrotron oscillators // *Phys. Plasmas*, 1997, Vol. 4, № 5. P. 1424-1433, doi: 10.1063/1.872317.

Отражение пучков электромагнитных волн на границе неоднородного гиротропного слоя

¹ Моисеева Н. М.

¹ Волгоградский государственный университет
г. Волгоград, 400062, Российская Федерация
moiseeva@volsu.ru

Аннотация: В данной работе исследуется процесс распространения и отражения плоских электромагнитных волн (ЭМВ), а также пучков ЭМВ при произвольном наклонном падении на плоский неоднородный гиротропный слой. Представлен матричный математический аппарат на основе метода Вентцеля-Крамерса-Бриллюэна (ВКБ) для расчёта векторов полей ЭМВ, падающих в произвольно ориентированной относительно границы раздела плоскости, а также для расчёта структуры отражённых Гауссовых и Бесселевых пучков. Показаны границы применимости метода ВКБ.

1. Введение

Интенсивное развитие элементной базы фотоники и интегральной оптики [1]- [2] направлено на создание новых устройств, предназначенных для управления интенсивностью, поляризацией ЭМВ [3], оптической модуляции, управления характеристиками пучков [4]. Изменение направления распространения, интенсивности, поляризации ЭМВ определяется оптическими свойствами среды, ϵ и μ , анизотропией, киральностью и дисперсией. Применение искусственных и природных материалов, обладающих необычными оптическими свойствами позволяет создавать на их основе новые оптические элементы [5]. Применяются математические модели взаимодействия излучения с веществом, поэтому их создание базируется на основе строгих уравнений электродинамики. Для неоднородных структур с непрерывно изменяющимися в пространстве параметрами применяется метод Вентцеля-Крамерса-Бриллюэна. Приближенные решения, получаемые с помощью данного метода получены в работе [7], оценка точности ВКБ- решения выполнена в работе [8]. В окрестности точек поворота решения, полученные в рамках метода ВКБ, расходятся; это накладывает на него ограничения. Неоднородные структуры применяются для управления направлением распространения локализацией ЭМВ, поляризацией. Метаструктуры и метаповерхности применяются для управления структурой оптических пучков ЭМВ [9]. Применение оптических пучков актуально для связи, преодоления дифракционного предела, биологических исследований [10], [11]. В данной работе предлагается матричный аппарат для ЭМВ в неоднородных гиротропных структурах, получены матрицы отражения для поляризованных ЭМВ, падающих наклонно на плоский неоднородный гиротропный слой. Волновой вектор падающей волны произвольно ориентирован относительно границы раздела сред. Математический аппарат применяется для расчета структуры пучков.

2. Теория

Падающий на гиротропный слой векторный пучок ЭМВ имеет структуру, вида:

$$\vec{E}(x, y, z) = \Psi(x, y, z) \exp(ikz + f(z, y, z)) \begin{pmatrix} \rho_x \\ \rho_y \end{pmatrix}. \quad (1)$$

Прямое преобразование Фурье даёт его разложение по базису, состоящему из плоских волн, представить пучок в виде их совокупности. Выберем любую из волн, падающую наклонно на планарную анизотропную структуру. Волновой вектор $\vec{k} = \{\alpha k_0, \beta k_0, k_z\}$ ориентирован произвольно относительно плоскости XOZ, параллельной оси пучка и нормали OZ к границе раздела. Плоскость XOZ для определённости назовём плоскостью падения. Система ОДУ, описывающая ЭМВ в слое имеет вид:

$$\frac{d}{dz} \mathbf{Q} = i k_0 \mathbf{A} \mathbf{Q}. \quad (2)$$

Матрица $\mathbf{A}$ в случае гиротропной среды записывается в виде:

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \beta a & -b & -g & \beta d \\ -c & -\beta a & \alpha a & -h \\ h & i\beta d & -\alpha d & e \\ \alpha a & g & f & \alpha d \end{pmatrix}. \quad (3)$$

Коэффициенты матрицы $\mathbf{A}$ являются непрерывными функциями координаты z . Получено матричное решение 4×4 в виде матрицы Коши $\mathbf{N}(z, 0)$ плоской ЭМВ, падающей под углом на неоднородный гиротропный слой. Сшивка граничных условий с учетом падающей, отражённой и прошедшей волн:

$$\mathbf{Q}^{(i)}(d) = \mathbf{N}(z, 0)(\mathbf{Q}^{(i)}(0) + \mathbf{Q}^{(r)}(0)), \quad (4)$$

приводит к матрице отражения для каждой и плоских волн:

$$\hat{R} = \begin{pmatrix} R_{pp} & R_{ps} \\ R_{sp} & R_{ss} \end{pmatrix}. \quad (5)$$

На рисунке 1 представлены результаты расчета модулей R_{pp} и R_{ss} при изменении постоянных α и β .

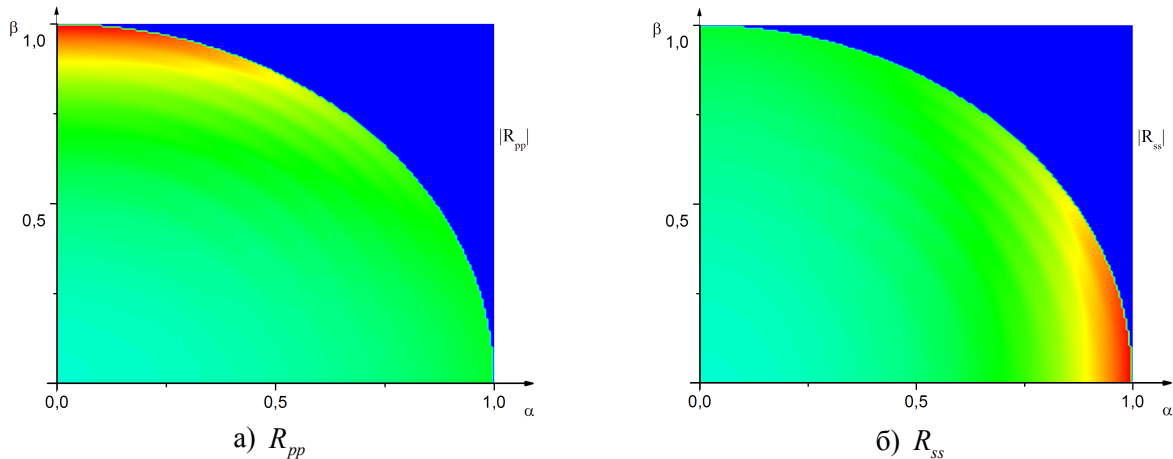


Рис. 1. Абсолютные значения коэффициентов R_{pp} и R_{ss}

Восстановление структуры отраженного пучка выполняется применением обратного преобразования Фурье. Матричные коэффициенты отражения позволяют рассчитывать спектральное представление структуры отраженных пучков и, применяя обратное Фурье преобразование, находить распределение проекций вектора напряжённости электрического поля в отраженных пучках.

3. Заключение

Предложен математический аппарат для расчёта коэффициентов отражения произвольно наклонно падающих волн на плоский неоднородный гиротропный слой. Представленный аппарат применен к расчёту структуры полей в отраженных пучках ЭМВ.

Список литературы

1. Koch U., Messner A., Hoessbacher C., Heni W., Josten A., Baeuerle B., Ayata M., Fedoryshyn Y., Elder D.L., Dalton L.R., Leuthold J. Ultra-Compact Terabit Plasmonic Modulator Array // J. Lightwave Technol. 2019. Vol. 37, No. 5, pp. 1484--1491.
2. Han J.H., Yoo N.W., Kim M.H., Ju B.K., Park M.C. Residual modulation reduction in optical sectioning using a suitable spatial light modulator waveform // Applied Optics. 2019. Vol. 58, No. 22, pp. 5883-5891.
3. Simmons E., Li K., Briggs A.F., Bank S.R., Wasserman D., Narimanov E., Podolskiy V.A. Classical to Quantum Transitions in Multilayer Plasmonic Metamaterials // Conference on Lasers and Electro-Optics. 2019. P. FTh4M.5.
4. Shen Y., Wang X., Xie Z., Min C., Fu X., Liu Q., Gong M., Yuan X. Optical vortices 30 years on: OAM manipulation from topological charge to multiple singularities // Light: Science & Applications. 2019. Vol. 8, No. 1, P. 90.
5. Srinivasan K., Stadler B.J.H. Magneto-optical materials and designs for integrated TE- and TM-mode planar waveguide isolators: a review [Invited] // Opt. Mater. Express. 2018. Vol. 8, No. 11, pp. 3307-3318.
6. Marcuse D. TE modes of graded-index slab waveguides // IEEE Journal of Quantum Electronics. 1973. Vol. 9, No. 10, pp. 1000-1006.
7. Lindblom L., Robiscoe R.T. Improving the accuracy of WKB eigenvalues // Journal of Mathematical Physics. 1991. Vol. 32, No. 5, P. 1254.
8. Ruffato G., Massari M., Romanato F. Multiplication and division of the orbital angular momentum of light with diffractive transformation optics // Light: Science & Applications. 2019. Vol. 8, P. 113.
9. Khonina S.N., Karpeev S.V., Alferov S.V., Soifer V.A. Generation of cylindrical vector beams of high orders using uniaxial crystals // Journal of Optics. 2015. Vol. 17, No. 6, P. 065001.
10. Khonina S.N. Vortex beams with high-order cylindrical polarization: features of focal distributions // Appl. Phys. B. 2019. Vol. 125, No. 6. P. 100.

Влияние ионизирующего излучения на надежность изделий полупроводниковой СВЧ-электроники

Полевич С. А.

АО «НПП «Исток» им. Шокина»

ул. Вокзальная, 2а, г. Фрязино, Московская область, 141190, Российская Федерация
sapolevich@istokmw.ru

Аннотация: Рассматриваются вопросы, связанные с физическими процессами, происходящими при функционировании СВЧ-изделий на основе арсенидгаллиевых гетероструктур в условиях воздействия ионизирующего излучения. Определены основные факторы влияющие на надёжность данных изделий.

1. Введение

Основой современной элементной базы полупроводниковой СВЧ-электроники являются монолитные интегральные схемы (МИС), изготовленные на гетероструктурных транзисторах типа рНЕМТ. Использование таких МИС в составе радиоэлектронной аппаратуры, предназначенной для работы в объектах военной и космической техники, предполагает повышенные требования к показателям их надёжности и радиационной стойкости.

Общепринятые подходы к оценке этих показателей как правило не учитывают взаимного влияния процессов деградации, обусловленных с одной стороны естественным старением изделия при эксплуатации [1, 2] и с другой – действием проникающей радиации [3,4]. В представленной работе проведен анализ физических процессов, происходящих в структуре МИС во время эксплуатации и определены доминирующие радиационные факторы, оказывающие на них влияние.

2. Объекты исследования

Номенклатура МИС СВЧ на гетероструктурных элементах включает в себя следующие основные типы:

- усилители (малошумящие и мощные);
- преобразователи (переключатели, фазовращатели, аттенюаторы и т.п.);

Современные усилительные устройства изготавливаются на основе номально-открытых транзисторов (D-рНЕМТ). В технологии производства преобразователей используются также структуры типа E-рНЕМТ. Длина затвора определяется диапазоном рабочих частот и составляет 0,1-0,2 мкм.

С точки зрения надёжности, как правило, наиболее критичными являются усилители мощности, работающие в условиях повышенных токовых и температурных нагрузок.

3. Основные механизмы эксплуатационных отказов

Надежность МИС СВЧ определяется отказами, связанными со следующими процессами:

- взаимная диффузия на границах раздела металл-полупроводник (проникновение металла затвора в канал) с образованием интерметаллических соединений;
- деградация омических контактов;
- электромиграция, проявляющаяся при повышенных плотностях тока;
- постепенная деградация параметров за счёт объёмных и поверхностных эффектов в полупроводнике. Отказы, вызванные объёмными эффектами, обусловлены дефектами кристаллической структуры, образовавшимися как в процессе изготовления, так и при эксплуатации изделий. Поверхностные отказы связаны с состоянием границ раздела пассивирующий слой-полупроводник.

В зависимости от условий эксплуатации МИС СВЧ могут подвергаться воздействию радиационных факторов, также вызывающих объёмные (структурные) и поверхностные эффекты. Наибольшее влияние на надежность данных изделий оказывают следующие виды воздействия:

- нейтронное излучение приводит к нарушению кристаллической структуры полупроводникового материала;
- гамма-излучение (стационарное) вызывает изменение поверхностных свойств полупроводниковых и диэлектрических материалов МИС;
- гамма-излучение (импульсное) в результате генерации неравновесных носителей в активных областях транзисторных структур приводит к возникновению импульсных токов большой амплитуды;
- воздействие тяжелых заряженных частиц (ТЗЧ) вызывает генерацию носителей в области трека;

- воздействие импульса сверхжесткого рентгеновского излучения (СЖР) вызывает как ионизацию полупроводниковой структуры, так и тепловые эффекты, связанные с поглощением энергии излучения в металлизации МИС.

Таким образом, анализируя влияние рассмотренных радиационных факторов на надежность МИС СВЧ, можно сделать вывод, что импульсное гамма-излучение, СЖР и ТЗЧ приводят к возникновению внезапных отказов. Результаты испытаний и эксплуатации данного класса изделий показывают, что внезапные отказы катастрофического характера при уровнях радиационного воздействия, предусмотренных нормативной документацией, не вносят существенного вклада в надежность аппаратуры.

Вместе с тем, нейтронное и гамма-излучение (стационарное) сказываются на постепенной деградации параметров за счёт изменения объёмных и поверхностных эффектов в элементах схем и это может оказывать влияние на показатели надёжности.

4. Заключение

Определены доминирующие радиационные факторы, оказывающие влияние на надежность МИС СВЧ. Для РЭА специального назначения показана необходимость учета в моделях надёжности вклад радиационных эффектов в изделиях данного класса.

Список литературы

1. M. Dammann et al. Reliability of InAlAs/InGaAs HEMTs grown on GaAs substrate with metamorphic buffer.// Microelectronics Reliability 40, 1709 (2000).
2. И.А.Баранов, К.В.Дудинов, А.А. Епифанцев и др. Характеристики деградации монолитно-интегральных схем на GaAs-гетероструктурах при высоких температурах канала PHEMT // Электронная техника. Сер.1. 2010. №1. С. 44-53.
3. S. Kayali, G. Ponchak, and R. Shaw. GaAs MMIC Reliability Assurance Guidelines for Space Applications // JPL Publication, vol. 96-25, December 15, 1996.
4. Попов В.Д., Чжо Ко Вин. Радиационно-стимулированное старение интегральных микросхем.//Вопросы атомной науки и техники. Сер.Физика радиационного воздействия на радиоэлектронную аппаратуру. 2012. Вып.3. С.17-19

Приборное и схемотехническое проектирование интегральных микросхем с учетом радиационных эффектов

Ловшенко И. Ю., Слемпицкий В. Р.

Университет информатики и радиоэлектроники, БГУИР
г. Минск, П.Бровки, 6 210013, Республика Беларусь
lovshenko@bsuir.by

Аннотация: Представлены результаты развития методов приборного и схемотехнического моделирования функционирования элементной базы радиационно-стойких интегральных микросхем в условиях воздействия ионизирующего излучения в различных электрических режимах. В качестве элементной базы приняты приборные структуры, сформированные в 1,5 мкм комплементарном биполярном технологическом процессе.

1. Введение

Обеспечение работоспособности интегральных микросхем в условиях воздействия ионизирующих излучений естественного и искусственного происхождения является актуальной проблемой вследствие расширения области применения микроэлектронной техники в промышленных, военных и космических объектах [1-3]. В САПР отсутствуют математические модели радиационных эффектов, которые бы полностью удовлетворяли потребности разработчиков полупроводниковых приборов и схем в части учета влияния стационарного нейтронного, протонного и гамма-излучений на характеристики ЭКБ специального назначения. Таким образом разработка моделей и стратегий экстракции их параметров является актуальной задачей.

2. Результаты

С помощью программного комплекса компании Silvaco [4], который является стандартом в области приборно-технологического моделирования изделий микроэлектроники, проведено приборно-технологическое моделирование полного набора элементов 1,5 мкм комплементарного биполярного технологического процесса, а именно: приборных структур биполярных ррр- и рпн-транзисторов, п- и р-канальных транзисторов с управляющим р-п-переходом, резисторов и конденсаторов. Исследована зависимость влияния конструктивно-технологических параметров на электрические характеристики указанных приборных структур при эксплуатации в условиях воздействия низких температур и проникающего излучения. Проведена интеграция в программный продукт компании Cadence компактной моделей элементов, реализованных на языке описания аппаратуры Verilog-A, учитывающую деградацию эксплуатационных характеристик, возникающую под воздействием флюенсов электронов, протонов и нейтронов, а также ионизирующего излучения.

3. Заключение

При разработке стратегий экстракции и калибровки параметров моделей приборных структур, сформированных по 1,5 мкм комплементарному биполярному технологическому процессу, установлено, что учет только части параметров модели, обладающей наибольшей чувствительностью к воздействию проникающей радиации, позволил сократить время проведения экстракции и упростить математические выражения, применяемые для расчета параметров (уменьшается время моделирования). Разработанная методика подготовительных расчетов и схемотехнического моделирования позволяет прогнозировать поведение полупроводниковых приборов и ИС специального назначения в условиях воздействия радиационного излучения, даже в случае отсутствия возможности проведения прямого физического эксперимента. Данная особенность приводит к существенному сокращению сроков разработки новых изделий микроэлектроники специального назначения и позволяет провести модернизацию (повысить эксплуатационные характеристики) уже существующих приборных и схемотехнических решений.

Список литературы

1. Першенков, В. С. Поверхностные радиационные эффекты в элементах интегральных микросхем / В. С. Першенков [и др.]. – М. : Энергоатомиздат, 1988. – 256 с.
2. Ma, T.P. Ionizing Radiation Effects in MOS Devices and Circuit / T.P. Ma. – New York, 1989. – 608 p.
3. Коршунов, Ф. П. Воздействие радиации на интегральные микросхемы / Ф. П. Коршунов, Ю. В. Богатырев, В. А. Вавилов. – Минск : Наука и техника, 1986. – 254 с.
4. Silvaco [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.silvaco.com>.

Влияние радиации на характеристики датчиков коротковолнового электромагнитного излучения на основе природного алмаза

¹ Громов Д. В., ^{2,3} Полевич С. А.

¹ Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»
Каширское шоссе, 31, Москва, 115409, Российская Федерация
DVGromov@mephi.ru

² АО «НПП «Исток» им. Шокина»
г. Фрязино, Московская обл., 141190, Российская Федерация
sapol@fryazino.net

³ АО «ЭНПО СПЭЛС»
Каширское шоссе, 31, г. Москва, 115409, Российская Федерация
sapol@spels.ru ²

Аннотация: В данной работе проведено исследование остаточных и переходных радиационных эффектов при воздействии стационарного и импульсного облучения гамма квантами на характеристики датчиков коротковолнового электромагнитного излучения на основе природного алмаза с различными концентрациями сопутствующей примеси азота. Установлено, что влияние переходных радиационных эффектов может быть оценено с помощью модели BARITT диода.

1. Введение

Алмаз является перспективным материалом для создания датчиков коротковолнового электромагнитного излучения (УФ - диапазона и гамма-квантов) благодаря характерному строению заштрихованной зоны и высокими значениями оптической прочности и радиационной стойкости. При этом наилучших результатов удастся достичь при использовании природных алмазов[1].

В данной работе приведены результаты исследования характеристик датчиков для регистрации УФ- и гамма излучения на основе природных алмазов при воздействии стационарного и импульсного гамма-излучения.

Проведено расчетное моделирование деградации характеристик датчиков при воздействии импульсного ионизирующего гамма-излучения.

2. Объекты исследования и методика эксперимента

В качестве датчиков излучения использовались пластины природного алмаза типа Па с нанесенными серебряными контактами. Кристаллы датчиков были установлены в стандартные транзисторные корпуса без крышки, исследовались два типа образцов датчиков, отличающихся значениями концентраций сопутствующих примесей азота ($N_{d1} = 10^{14} \text{ см}^{-3}$ – обр. 1 и $N_{d2} = 10^{15} \text{ см}^{-3}$ - обр. 2).

Радиационные испытания проводились на экспериментальной базе НИИ приборов. Импульсная гамма-установка характеризовалась средней длительностью импульса 22 нс, испытания проводились до максимальных уровней мощности дозы $5, 0 \cdot 10^{10}$ рад/с. Интенсивность источника стационарного гамма-излучения Co^{60} составляла 280 рад/с. Образцы испытывались в диапазоне доз $1,7 \cdot 10^4$ - $1,2 \cdot 10^6$ рад. Диапазон рабочих напряжений датчиков составлял 10 - 100 В. Для учета вклада в ток непосредственно кристалла датчика других составляющих, связанных с радиационным экспериментом (проводимость воздушных промежутков и диэлектрических элементов корпусов, электретных эффектов в кабельных линиях, токов натекания, обусловленных проведением измерений в ионизированной среде и т.д.) использовался аналогичный транзисторный корпус без кристалла (далее «Корпус»). Измерялись токи датчиков без дополнительной подсветки.

3. Результаты экспериментальных исследований

При исследовании стационарных радиационных эффектов при воздействии гамма-излучения источника Co^{60} до уровня 1,2 Мрад измерялись темновые токи датчика и ток «Корпуса».

Как и ожидалось, характеристики датчиков после облучения практически не деградировали. При этом токи «Корпуса», как до, так и после облучения превышали токи алмазного датчика.

Сводные данные для случая импульсного воздействия гамма-квантами приведены на рис. 1.

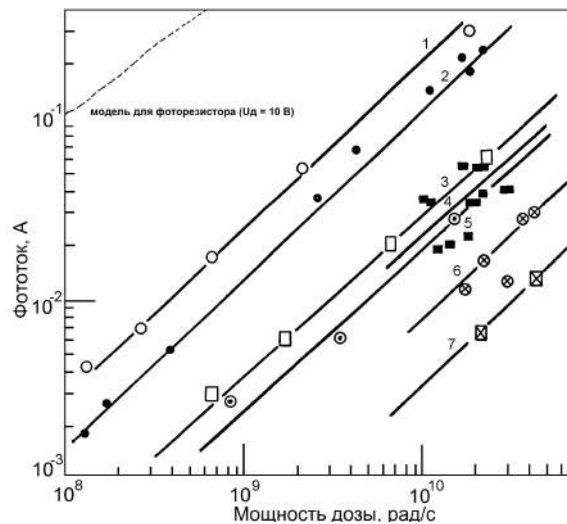


Рис. 1. Зависимости изменения фототока двух образцов алмазных датчиков от мощности дозы: 1 – Обр. №2 с «Корпусом», $U_d = 100$ В; 2 – Обр. №2, $U_d = 100$ В; 3 – Обр. №1 с «Корпусом», $U_d = 100$ В; 4 – Обр. №1, $U_d = 100$ В; 5 – Обр. №2 с «Корпусом», $U_d = 10$ В; 6 – Обр. №2, $U_d = 10$ В; 7 – Обр. №1 с «Корпусом», $U_d = 100$ В

Как и в случае стационарного облучения, существенный вклад вносят токи утечки, определяемые корпусом, в котором установлен кристалл.

4. Обсуждение результатов

При воздействии импульсного воздействия гамма-излучения наблюдается генерация носителей заряда в объеме полупроводникового алмазного материала и формирование фототока между двумя контактами.

Если рассчитать фототок для структуры фоторезистора с двумя омическими контактами Ag – алмаз, то результаты расчета I_f будут существенно превышать экспериментальные значения (см. верхнюю зависимость на рис.1).

При предположении, что контакты Ag к полупроводниковому алмазу не являются омическими, а рассматриваются как выпрямляющие, структура датчика представляет два встречно включенных диода с барьером Шоттки.

Такой прибор нашел в литературе термин BARITT – диод [2].

Выражение для тока BARITT – диода может быть представлено в следующем виде:

$$I = A \cdot q \cdot n(D) \cdot v_s \cdot (U/U_{FB}),$$

где: A – эффективная площадь прибора; q – заряд электрона; $n(D) = g_0 \cdot D$, где g_0 – эффективность ионизации (пар/(см³·рад); D – поглощенная за импульс доза гамма - квантов. Для алмаза $g_0 = 1.41 \times 10^{13}$ пар/(см³·рад); величина $D = P \cdot t_p$, где P – мощность дозы импульсного излучения, t_p – длительность импульса гамма-излучения; v_s – дрейфовая скорость носителей заряда; $U_{FB} = q N_d L^2 / 2 \epsilon_d$ – напряжение плоских зон; L – расстояние между контактами; $N_d \approx n_{dl}$ – концентрация глубокой примеси азота; ϵ_d – диэлектрическая проницаемость алмаза.

Сравнение экспериментальных и расчетных результатов показал их удовлетворительное совпадение при использовании модели BARITT – диода.

5. Заключение

Проведено исследование остаточных и переходных радиационных эффектов в датчиках на основе натурального алмаза. Установлено, что параметры датчика показывают незначительное изменение до уровней дозы 1,2 (10^6 рад(Si)). Эффекты мощности в алмазных датчиках могут быть оценены с помощью модели BARITT – диода с учетом глубоких уровней.

Список литературы

1. Gromov D.V., Kvaskov V.B., Maltsev P.P., Nikiforov A.Y., Telets V.A. Ultraviolet Sensors Based on the Natural Diamond // Proc of the Evrosensors X Conference, Leuven, Belgium, 8-11 September (1996), Vol. 5, pp. 1441-1444.
2. Chaffin R.G. Microwave semiconductor devices: Fundamentals and radiation effects. John Wiley & Sons, N.Y., 1973, 320 p.

Полупроводниковый детектор ядерного излучения

Ловшенко И.Ю., Рощенко П.С., Стемпицкий В.Р., Шандарович В. Т.

Университет информатики и радиоэлектроники, БГУИР

г. Минск, П.Бровки, 6 210013, Республика Беларусь

lovshenko@bsuir.by

Аннотация: Рассматриваются вопросы регистрации ядерного излучения с помощью полупроводниковых детекторов. Представлены результаты моделирования воздействия тяжелой заряженной частицы с величиной линейной передачи энергии равной $1,81 \text{ МэВ} \cdot \text{см}^2/\text{мг}$ и $55,0 \text{ МэВ} \cdot \text{см}^2/\text{мг}$, соответствующей ионам азота $^{15}\text{N}^{+4}$ с энергией $E = 1,87 \text{ МэВ}$ и ксенона $^{131}\text{Xe}^{+35}$ с энергией $E = 1217 \text{ МэВ}$, на электрические характеристики приборной структуры полупроводникового микрострипового детектора ядерных излучений.

1. Введение

При исследовании в физике высоких энергий применяется большое количество методов регистрации частиц, ни один из которых не является универсальным. Для выбора метода необходимо учитывать такие критерии, как практическая реализуемость, точность и ограничения применения. Долгое время одним из основных считался метод регистрации частиц с помощью газонаполненных координатных детекторов (ГКД). Однако их эксплуатационные характеристики чаще оказываются недостаточными для удовлетворения всех потребностей современных задач. Частично на смену ГКД пришли полупроводниковые детекторы ядерных излучений (ПДЯИ), обеспечивающие наилучшую точность определения координаты частицы в детектирующих системах, способные работать в сильных магнитных полях, и в достаточно жестких радиационных условиях [1, 2].

2. Результаты

Для точной фиксации пространственных координат трека частицы применяются полупроводниковые микростриповые детекторы (ПМД), представляющие собой пластины кристаллического полупроводникового материала, на одну или обе поверхности которых наносятся тонкие электроды (стрипы), отстоящие друг от друга на определенное расстояние [3]. С помощью программного комплекса компании Silvaco [4], который является стандартом в области приборно-технологического моделирования изделий микроэлектроники, проведено исследование воздействия тяжелой заряженной частицы (ТЗЧ) на электрические характеристики приборной структуры ПМД при вариации угла падения α (точка входа расположена между стриповыми контактами (СК) №2 и №3). Условия моделирования: напряжение на СК №1 - №3 равно 0 В, напряжение на подложке — 50 В; значение температуры окружающей среды 303 К. В качестве ТЗЧ выбраны частицы с линейной передачей энергии (ЛПЭ) равной $1,81 \text{ МэВ} \cdot \text{см}^2/\text{мг}$ и $55,0 \text{ МэВ} \cdot \text{см}^2/\text{мг}$, соответствующей ионам азота $^{15}\text{N}^{+4}$ с энергией $E = 1,87 \text{ МэВ}$ и ксенона $^{131}\text{Xe}^{+35}$ с энергией $E = 1217 \text{ МэВ}$. Воздействие на приборную структуру достигает пика в момент времени 10 пс и имеет гауссов временной профиль с характерным значением 1 пс. Генерация носителей происходит по всей длине трека частицы (от $y = -1 \text{ мкм}$ до $y = 301 \text{ мкм}$) в пределах номинального радиуса $0,05 \text{ мкм}$ оси трека при плотности 10^{18} пар электрон-дырка на см^3 .

3. Заключение

Показано, что при угле $\alpha = 0^\circ$ величины тока через СК практически совпадают независимо от ТЗЧ. В момент времени $t = 4,2 \text{ нс}$ токи через СК №2 и №3 при воздействии $^{15}\text{N}^{+4}$ равны $I_2 = 3,57 \text{ мкА}$ и $I_3 = 3,55 \text{ мкА}$, а при $^{131}\text{Xe}^{+35}$ - $I_2 = 158 \text{ мкА}$ и $I_3 = 159 \text{ мкА}$, соответственно. Величина этих токов более чем на 8 порядков превышает ток покоя (10^{-14} А). За время 1 мкс система не успевает вернуться в первоначальное состояние. При изменении угла α происходит перераспределение тока между СК. Так, при $\alpha = 5,7^\circ$ в момент времени $t = 4,2 \text{ нс}$ токи при воздействии $^{15}\text{N}^{+4}$ равны $I_2 = 4,41 \text{ мкА}$ и $I_3 = 2,87 \text{ мкА}$ (отношение $I_2/I_3 = 1,537$), при $^{131}\text{Xe}^{+35}$ - $I_2 = 193 \text{ мкА}$ и $I_3 = 130 \text{ мкА}$ (отношение $I_2/I_3 = 1,485$).

Список литературы

1. Меркин, М.М. Разработка, создание и применение кремниевых детекторов в физике высоких энергий и физике космических лучей : автореферат / М.М. Меркин – М. : МГУ, 2012. – 285 с.
2. Короткова, Н.А. Оптимизация параметров кремниевых микростриповых детекторов : автореферат / Н.А. Короткова – М. : МГУ, 2006. – 141 с.
3. Родионов, Ю.А. Микроэлектронные датчики и сенсорные устройства : учеб. пособие / Ю. А. Родионов. – Минск : БГУИР, 2019. – 300 с.
4. Silvaco [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.silvaco.com>.

Экспресс-контроль параметров электронных компонентов в полосковых линиях передачи¹

Евсеев В. И., Никулин С. М.

ООО «Арзамасское приборостроительное конструкторское бюро»
г. Арзамас, Нижегородской обл., 607220, Российская Федерация
vladimir.evseev@oaoapz.com

Аннотация: В работе рассмотрен экспресс-метод контроля S -параметров электронных компонентов в полосковых линиях передачи, являющийся развитием LR-метода. Принципиальное отличие от известных решений состоит в использовании единственной калибровочной меры в виде отрезка электрически длинной полосковой линии передачи.

1. Введение

Задача контроля параметров электронных компонентов в полосковых линиях передачи состоит в исключении окружающих объект электрических цепей А и В: - коаксиально-полосковых переходов с отрезками полосковых линий, из результатов измерений в стандартном коаксиальном канале. Общим недостатком всех существующих методов решения поставленной задачи является повторяемость частотных характеристик разъемных контактов [1,2]. Суть проблемы состоит в том, что решаемая задача, строго говоря, является некорректной. Разъемные контакты при каждом подключении калибровочной меры или отрезка полосковой линии с контролируемым электронным компонентом изменяют параметры окружающих электрических цепей. Поэтому количество неизвестных параметров даже при двух калибровочных измерениях с проходной и отражающей будет больше количества калибровочных уравнений. Это и приводит к решению некорректной задачи, в предположении о том, что окружающие цепи не меняют своих характеристик. В настоящей работе предлагаются новые решения, которые сводят к минимуму и даже исключению влияния фактора повторяемости разъемных контактов на результаты контроля параметров электронных компонентов в полосковых линиях передачи.

2. Экспресс метод

Сравнительно недавно стал известен оригинальный LRT-метод определения параметров объектов в нестандартных направляющих системах [3], который, в отличие от известного TRL – метода, имеет совершенно иную математическую основу и не ограничен по диапазону частот. Метод основан на измерении S -параметров L-соединения переходов, электрически длинной нестандартной линией передачи, T-соединения переходов короткой линией, а также измерении коэффициентов отражения от R-соединения переходов с отрезками нестандартных линий передачи в режиме холостого хода или короткого замыкания.

В отличие от LRT-метода LR-метод основан всего лишь на измерении S -параметров двух соединений: L- и R-соединения [4, 5]. Казалось бы полученной информации недостаточно для решения задачи исключения переходов из результатов измерения неизвестного объекта. Однако если предположить, что коэффициенты отражения от переходов со стороны коаксиальных разъемов S_{11}^a и S_{11}^b каким-либо способом определены, задача математически становится корректной. Как показано в [3], искомые величины S_{11}^a и S_{11}^b можно определить как средние линии коэффициентов отражения L-соединения. Тогда все остальные неизвестные S -параметры коаксиально-полосковых переходов вместе с отрезками полосковых линий длиной $L/2$ следует определить по результатам измерения L- и R-соединения переходов с помощью сходящейся итерационной процедуры.

Экспресс-контроль предполагает всего лишь одно подключение в контактное устройство калибровочной меры, измерение S -параметров L-соединения коаксиально-полосковых переходов с электрически длинной линией и коэффициентов отражения от переходов в отсутствии линии, а затем прямое вычисление искомых параметров окружающих цепей А и В из соотношений:

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, гранты № 20-07-20038, № 05-02 08075.

$$\begin{aligned}
S_{22}^a &= \left(\frac{S_{12}^a}{S_{12}^b} \right) \frac{S_{22}^{ab} - S_{11}^b}{S_{12}^{ab}}, \quad S_{22}^b = \left(\frac{S_{12}^b}{S_{12}^a} \right) \frac{S_{22}^{ab} - S_{11}^a}{S_{12}^{ab}}, \\
S_{21}^a S_{12}^a &= S_{21}^{ab} \left(\frac{S_{12}^a}{S_{12}^b} \right) (1 - S_{22}^a S_{22}^b), \quad S_{21}^b S_{12}^b = S_{12}^{ab} \left(\frac{S_{12}^b}{S_{12}^a} \right) (1 - S_{22}^a S_{22}^b), \\
S_{21}^a S_{12}^b &= S_{21}^{ab} (1 - S_{22}^a S_{22}^b), \quad S_{21}^b S_{12}^a = S_{12}^{ab} (1 - S_{22}^a S_{22}^b)
\end{aligned} \quad (1)$$

Эффективность предлагаемого метода исследована на примере контроля S-параметров чип-резисторов, устанавливаемых в экранированную полосковую линию в качестве оконечной нагрузки, в разрыве полоскового проводника и между полосковым проводником и экраном. Параметры рассеяния контролировались OSMТ, LRT и Экспресс методами. Результаты сравнения для резистора с номиналом сопротивления 100 Ом, установленного в разрыве полосковой линии, приведены на рисунке 1.

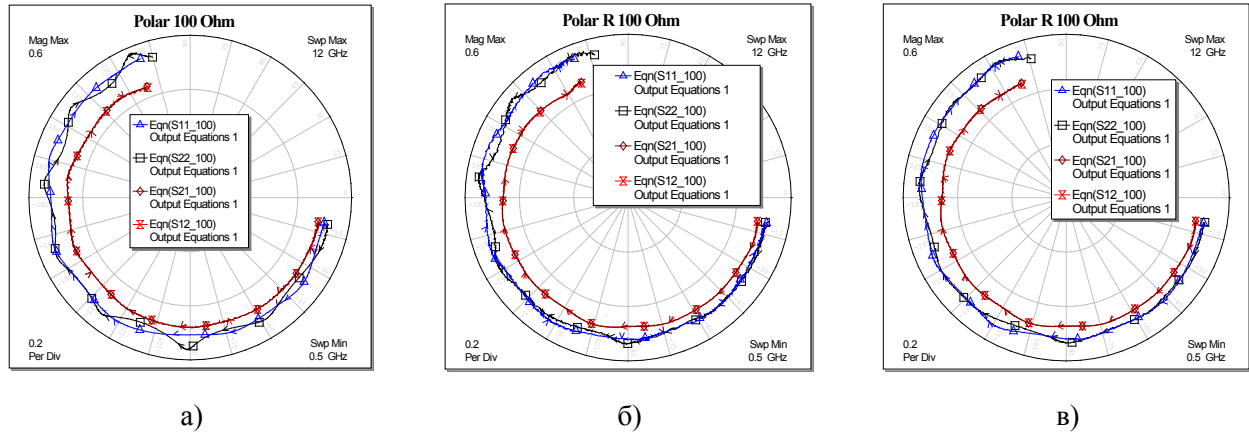


Рис. 1. Сравнение коэффициентов отражения S11, S22 и коэффициентов передачи S21, S12 последовательного резистора 100 Ом, полученных разными методами:
а) OSMТ-метод; б) LRT-метод; в) экспресс-метод

Результаты, представленные на рис. 1, показали минимальное отклонение коэффициентов отражения S11 и S22, полученных Экспресс-методом, что подтверждает выдвинутое предположение о влиянии на результаты контроля S-параметров электронных компонентов погрешности, вызванной повторяемостью разъемных контактов.

3. Заключение

Рассмотренный в работе Экспресс-метод контроля S-параметров электронных компонентов в полосковых линиях передачи принципиально отличается от известных, например, OSMТ, TRL, TRM и др. тем, что в его основе лежат, по сути, не косвенные, а прямые измерения параметров коаксиально-полосковых переходов с отрезком и без отрезка электрически длинной линий. Единственным методическим недостатком метода является поиск коэффициентов отражения со стороны коаксиальных разъемов как средних линий квазипериодических комплексных функций частоты электромагнитного поля.

Список литературы

1. Энген Г.Ф. Успехи в области СВЧ измерений // ТИИЭР, 1978, т.66, №4, с.8-20.
2. Дансмор Джозель П. Настоящая книга инженера. Измерение параметров СВЧ устройств с использованием передовых методик векторного анализа цепей // Москва: ТЕХНОСФЕРА. 2018. – 736 с.
3. Лавричев О.В., Никулин С.М. LRT-метод определения параметров объектов в нестандартных направляющих системах // Журнал Датчики и системы. – М.: Изд-во Сенсидат-Плюс 2017, №8-9 с. 39-44.
4. Евсеев В. И., Никулин С. М. Пат. 2710514 (РФ). Способ измерения S-параметров объектов в нестандартных направляющих системах. Оpubл. в Б. И., 2019. № 36.
5. Евсеев В.И., Лупанова Е.А, Малышев И.Н., Никулин С.М. Петров В.В. Контроль параметров объектов в нестандартных направляющих системах и в свободном пространстве. // Ural Radio Engineering Journal, Уральский радиотехнический журнал. 2019. Vol. 3, No 1. p. 53–71.

Рефлектометрический метод измерения вольтамперных характеристик

Семенов Э. В.

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
пр. Ленина, 40, г. Томск, 634050, Российская Федерация
edwardsemyonov@narod.ru

Аннотация: Рассмотрен рефлектометрический метод измерения вольтамперных характеристик (ВАХ). Метод обеспечивает дистантный характер измерений, короткоимпульсный режим и возможность корректного измерения ВАХ объектов с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Показано, что при использовании осциллографических регистрирующих устройств начального уровня ВАХ с приемлемой погрешностью измеряется для токов от 100 мкА.

1. Введение

В некоторых случаях адекватное измерение вольтамперных характеристик (ВАХ) остается проблематичным (например, для наноразмерных полупроводниковых элементов на подложке). Тепловые постоянные в таком случае могут составлять десятки нс [1] и для измерения допустимо использование импульсов с длительностью не более единиц нс [2]. Присоединительная цепь при измерениях на подложке может иметь длину порядка 0.5...1 м и вносит, поэтому, значительные искажения импульсных сигналов при измерениях методом амперметра-вольтметра. Дополнительные проблемы возникают для приборов с отрицательным дифференциальным сопротивлением, например, для диодов Ганна. Маломощные диоды Ганна также требуют наносекундных импульсов для изотермического измерения ВАХ [3]. Кроме того, в присоединительной цепи со значительной индуктивностью непременно возникает самовозбуждение, поддерживаемое отрицательным дифференциальным сопротивлением прибора [4, 5]. Третий аспект проблемы – в области больших токов ВАХ p - n -переходов, в основном, определяется объемным сопротивлением p - и n -областей, которое, в свою очередь, сильно зависит от количества неосновных носителей заряда в данных областях [6]. В силу ограниченной подвижности неосновных носителей заряда накапливаются они постепенно, поэтому короткоимпульсные ВАХ p - n -переходов проходят значительно ниже ВАХ по постоянному току.

Перечисленные проблемы можно решить при помощи рефлектометрического метода измерения ВАХ, излагаемого в настоящем докладе.

2. Измерительная установка и метод измерения вольтамперных характеристик

Функциональная схема установки для рефлектометрического измерения ВАХ приведена на рис. 1. Ее основу составляет комбинированный прибор Keysight DSOX1102G (осциллограф с генератором импульсов). Объект измерения подключается через линию передачи $W1$, которая одновременно и обеспечивает дистантный характер измерений, и служит линией задержки для рефлектометра.

Для измерений используются ступенчатые сигналы. Отклик от линии задержки состоит из двух частей (рис. 2, кривая 1). Левая часть (до вертикальной пунктирной линии) отражает напряжение падающей волны. Правая часть является суммой падающей и отраженной волн. Выполняя равномерную экстраполяцию падающей волны правее вертикальной линии на рис. 2 (кривая 2), и вычитая данный сигнал из зарегистрированной кривой 1, получаем собственно отраженную волну (кривая 3 на рис. 2). Зная волновое сопротивление измерительного тракта, определяем падающую и отраженную волны тока (рис. 3). Суммируя падающую и отраженную волны напряжения получаем напряжение на объекте. Таким же образом получаем ток объекта. Изменяя амплитуду импульса падающей волны, получаем последовательность пар «напряжение – ток» (ВАХ), рис. 4.

Такой подход, помимо весьма малого разогревающего воздействия на объект, обладает еще одним преимуществом. Для объектов с отрицательным дифференциальным сопротивлением самовозбуждение не устраняется (в линии $W1$ будет непрерывно циркулировать импульсная волна), но у нас оказывается достаточно времени для измерения ВАХ до прихода повторных переотражений.

Для исключения систематической погрешности в рефлектометрическом методе очень удобно использовать калибровку SOL (short, open, load), повсеместно используемую в векторных измерителях характеристик цепей. Как обычно параметры четырехполюсника погрешностей [7] определяются в терминах S -параметров. Отличием данного случая является то, что S -параметры являются функцией не частоты, а напряжения падающей волны. Второе отличие состоит в том, что правильная регистрация

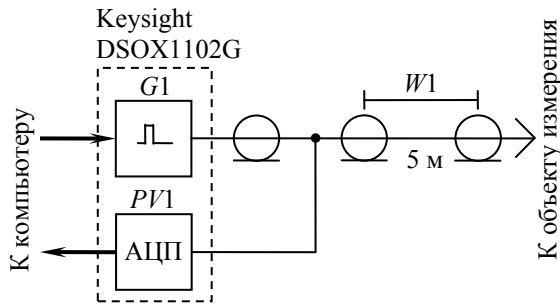


Рис. 1. Функциональная схема установки для импульсного измерения ВАХ

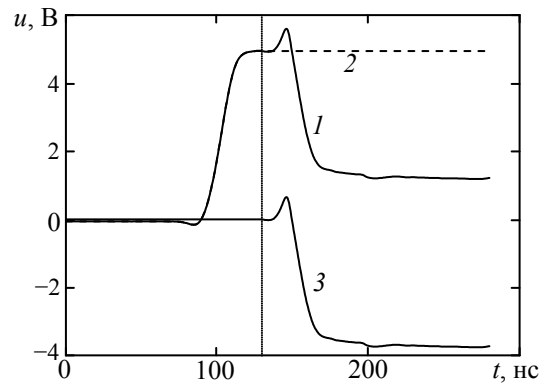


Рис. 2. Рефлектограмма диода КД521А при амплитуде падающей волны 5 В (кривая 1), напряжение падающей (кривая 2) и отраженной (кривая 3) волн

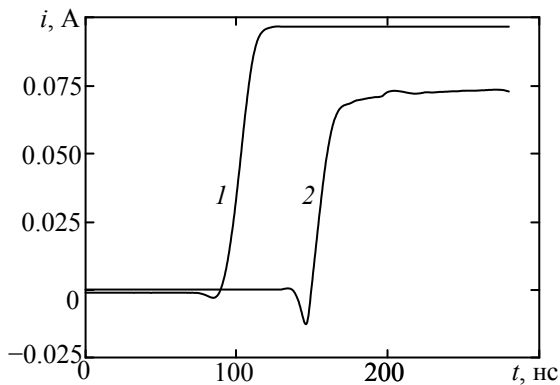


Рис. 3. Падающая (кривая 1) и отраженная (кривая 2) от диода КД521А волны тока

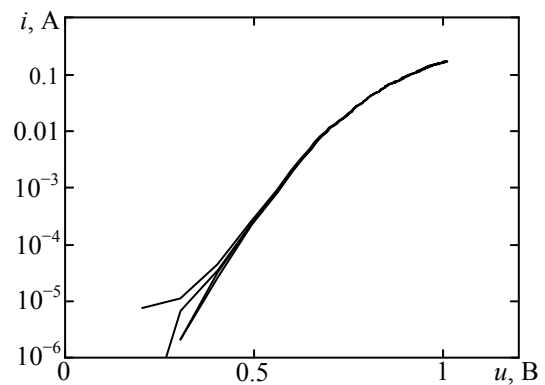


Рис. 4. ВАХ диода КД521А при длительности тестового воздействия 110 нс (с учетом рассеяния измерений)

абсолютного напряжения на объекте (оно измеряется напрямую) возлагается на штатную калибровку осциллографа, так как калибровка SOL устраняет систематические погрешности измерения только отношения напряжения и тока. Результат измерения ВАХ после выполнения калибровки приведен на рис. 4 (длительность тестового воздействия 110 нс).

3. Заключение

Рассмотренный метод измерений обеспечивает дистантный характер измерений с большой допустимой длиной присоединительной цепи, короткоимпульсный режим измерения, возможность корректного измерения участков ВАХ с отрицательным дифференциальным сопротивлением. При выполнении калибровки SOL на осциллографе начального уровня Keysight DSOX1102G (разрядность АЦП 8 бит) нижняя граница диапазона измерения тока составляет 100 мкА (погрешность около 30%). Для токов более 10 мА погрешность измерения не превышает 2 %.

Наблюдаемые погрешности носят случайный характер и могут быть существенно уменьшены за счет применения регистрирующих устройств с меньшими собственными шумами.

Список литературы

1. Qu Y., Lin X., Li J., Cheng R., Yu X., Zheng Z., Lu J., Chen B., Zhao Y. Ultra Fast (<1 ns) Electrical Characterization of Self-heating Effect and Its Impact on Hot Carrier Injection in 14nm FinFETs // Proc. of 2017 IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM). (San Francisco, USA, Dec. 2–6, 2017). P. 39.2.1–39.2.4.
2. ГОСТ 19656.15-84 Диоды полупроводниковые СВЧ. Методы измерения теплового сопротивления переход-корпус и импульсного теплового сопротивления. М., 1984. 21 с.
3. Semyonov E. V., Malakhovskij O. Y. Short-Pulse Properties of the Gunn Diode // IEEE Trans. Electron Devices. 2020. Vol. 67, No. 5. P. 2100–2105.
4. Semyonov E. V., Malakhovskij O. Yu. Influence of the Output Resistance of Measurement System to I-V Characteristics of Gunn Diodes // Proc. of 2018 XIV International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE). (Novosibirsk, Russia, Oct. 2–6, 2018). Vol. 1, Part 1. P. 70–72.
5. Semyonov E., Malakhovskij O. Isothermal Measurement of Current-Voltage Characteristics of Gunn Diodes with Reflection of their Discontinuities and Hysteresis // ITM Web of Conferences. 2019. T. 30, 11008. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.itm-conferences.org/articles/itmconf/pdf/2019/07/itmconf_crimico2019_11008.pdf (дата обращения 23.04.2020).
6. Tseng K. J. Modelling of Diode Forward Recovery Characteristics Using a Modified Charge-Control Equation // Int. J. of Electronics. 1998. Vol. 84, No. 5. P. 437–444.
7. Ferrero A., Sanpietro F., Pisani U. Multiport Vector Network Analyzer Calibration: A General Formulation // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1994. Vol. 42, No. 12. P. 2455–2461.

Сравнение методов контроля параметров устройств в волноводных направляющих системах и в полосковых линиях передачи¹

Лупанова Е.А., Никулин С.М.

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева
г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
ealupanova@yandex.ru

Аннотация: в работе рассмотрен LTR метод контроля S-параметров электронных компонентов в волноводных направляющих системах и в полосковых линиях передачи, являющийся развитием LR-метода. Выполняется сравнение этого метода с известными LRT, LR и OSM-методами.

1. Введение

Контроль параметров устройств относительно его физических границ сводится к исключению влияния окружающих его цепей электрических цепей. Эта процедура называется калибровкой. Существует много известных алгоритмов калибровки, постоянно появляются новые. В работе [1] был разработан оригинальный LRT-метод калибровки, затем этот метод получил развитие и в работе [2] представлен LR-метод калибровки. Оба метода имеют методический недостаток – определение коэффициентов отражения со стороны коаксиальных разъемов L-соединений переходов как средних линий комплексной функции частоты электромагнитного поля

2. LTR-метод контроля параметров устройств

В настоящей работе предлагается новый метод исключения КВП и КПП как развитие LRT- и LR- методов. Метод основан на получении базовых точек, в которых и выполняется начальная калибровка.

В данной работе предлагается использовать новый LTR метод контроля параметров, позволяющий получать среднюю линию аналитическим путем. То есть метод, сохраняя все достоинства LRT и LR методов, устраняет их основной недостаток – неточность определения средней линии. Метод является универсальным, позволяет работать как в стандартных, так и в нестандартных направляющих системах.

Для работы с методом необходимо провести три измерения:

- с отрезком электрически длинной линии, получить S-параметры S_{ik}^L ;
- с перемычкой, получить S-параметры S_{ik}^T ;
- с отрезками линий в режиме короткого замыкания или холостого хода, получить S-параметры S_{ik}^R .

Определить коэффициенты отражения со стороны коаксиальных разъемов S_{11}^a и S_{11}^b в базовых точках, где фаза S_{ik}^L/S_{ik}^T принимает значение $\pm 90^\circ$ из соотношений:

$$S_{11}^a = \frac{S_{11}^2 S_{12}^1 - S_{11}^1 S_{12}^2 T}{S_{12}^1 - S_{12}^2 T}, \quad S_{11}^b = \frac{S_{22}^2 S_{21}^1 - S_{22}^1 S_{21}^2 T}{S_{21}^1 - S_{21}^2 T}, \quad (1)$$

Здесь: $T = \exp(-i\gamma l)$, $l = L - l_t$, l_t – длина перемычки, T – корень квадратного уравнения:

$$T^2 + aT + 1 = 0, \quad a = \frac{\det S^T + \det S^L - S_{11}^L S_{22}^T - S_{11}^T S_{22}^L}{S_{21}^T S_{21}^L}, \quad (2)$$

где $\det S^i = S_{11}^i S_{22}^i - S_{12}^i S_{21}^i$.

После определения коэффициентов отражения S_{11}^a и S_{11}^b в базовых точках выполняется кусочная интерполяция искомых величин во всем частотном диапазоне сплайнами Акимы, так как они устойчивы к выбросам и на разреженных данных не дают «ложных выбросов», как, например, наиболее популярные кубические сплайны.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, гранты № 20-07-20038, № 05-02 08075.

Для завершения процедуры исключения влияния переходов на результаты измерения предлагается воспользоваться той же процедурой, которая уже опробована в LRT и LR методах. Подробно данная процедура описана в [1,2]

В качестве первого этапа сопоставительного анализа имеет смысл сравнить получаемые разными способами средние линии. Будем сравнивать средние линии для отрезка волновода длиной 200 мм, полученные алгоритмами МНК, минимакса и новым методом на основе базовых точек и сплайнов Акимы.

На рисунке 1 хорошо видно, что все три метода дают неплохие результаты, лучше всего на данном графике к истинным значениям приближаются линии, построенные методами МНК и опорных точек. Это можно объяснить хорошим качеством изготовления КВ переходов. В диапазоне от 8,5 до 9,5 ГГц отклонения от истинного значения наиболее сильное, и если посмотреть на исходные данные, то именно в этом диапазоне они сильнее всего отличаются от синусоиды.

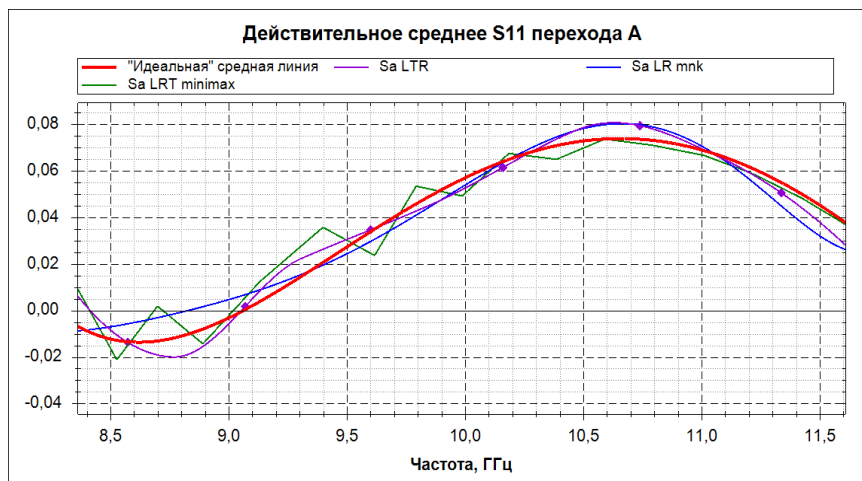


Рис. 1. Сравнение средних линий, полученных разными способами – середина интервала

В докладе обсуждаются результаты сопоставительного анализа измерений КСВН оконечных волноводных нагрузок, полученные разными методами. Все рассмотренные методы дают сопоставимый результат в середине диапазона, а на границах диапазона наблюдаются выбросы, причем у нового LRT метода эти выбросы самые маленькие, максимальный выброс – при нахождении средней линии методом минимакса.

3. Заключение

Предлагаемый в данной работе метод определения коэффициентов отражения со стороны коаксиальных разъемов как средних линий квазипериодических комплексных функций частоты электромагнитного поля на основе базовых точек устраняет методический недостаток LRT и LR методов. При этом сохраняется основное достоинство этих двух методов – минимальный набор калибровочных мер.

Список литературы

1. Лавричев О.В., Никулин С.М. LRT-метод определения параметров объектов в нестандартных направляющих системах // Журнал Датчики и системы. – М.: Изд-во Сенсидат-Плюс 2017, №8-9 с. 39-44.
2. Евсеев В.И., Лупанова Е.А., Малышев И.Н., Никулин С.М. Петров В.В. Контроль параметров объектов в нестандартных направляющих системах и в свободном пространстве. // Ural Radio Engineering Journal, Уральский радиотехнический журнал. 2019. Vol. 3, No 1. p. 53–71.
3. Круковец А.С., Горелкин Г.А. Разработка метода интерполяции значений номограммы // Современные научные исследования и инновации. 2015. № 5. Ч. 2 [Электронный ресурс]. URL: <http://web.snauka.ru/issues/2015/05/53846> (дата обращения: 02.02.2020).

Прибор встроенного контроля комплексных параметров микроволновых трактов и его схемотехническая реализация

Гимпилевич Ю.Б., Никифоров С.М., Скорик И.В.

Севастопольский государственный университет, СевГУ

Севастополь, 99053, Россия

gimpilevich@sevsu.ru, smnikiforov@sevsu.ru, ivskirik@sevsu.ru

Аннотация: В докладе представлены результаты разработки функциональной схемы прибора встроенного контроля комплексных параметров микроволнового тракта и её схемотехническая реализация. Показано, что для реализации контроля комплексных параметров микроволнового тракта достаточно использования двух измерительных каналов и одного опорного канала с делителем мощности. Разработанная схема вносит минимальное ослабление во встраиваемый тракт, позволяет определять модуль и аргумент комплексного коэффициента отражения с заданной точностью.

1. Введение

В последние десятилетия актуальным вопросом в микроволновой СВЧ технике стал вопрос контроля параметров волноводно-передающих трактов. В настоящей статье предлагается устройство контроля комплексных параметров микроволнового тракта, где микроволновый тракт может представлять собой микрополосковую передающую линию, волноводный и коаксиальный тракт. Описываемое устройство контроля параметров позволяет измерить модуль и аргумент комплексного коэффициента отражения, далее измеряемые амплитуды сигналов оцифровываются при помощи встроенного микроконтроллера, а затем передаются через доступный интерфейс на персональный компьютер для дальнейшей обработки и представления данных.

Работа выполнена в рамках внутреннего гранта Университета № 39/06-31.

2. Основная часть

В соответствии с поставленной задачей, прибор встроенного контроля был реализован в двух-платном исполнении: плата формирования ВЧ-сигналов и плата измерителя.

Плата формирования ВЧ сигналов обеспечивает формирование двух опорных и двух измерительных сигналов.

Плата изготовлена в единичном экземпляре, методом травления на двухстороннем фольгированном стеклотекстолите FR-4 толщиной 1 мм. Шаблон проводников печатной платы был получен с помощью листового негативного фоторезиста. Засветка выполнялась через негативный фотошаблон высокого качества, изготовленный типографским способом.

Плата измерителя обеспечивает квадратурную демодуляцию двух пар ВЧ-сигналов, поступающих от платы формирования ВЧ-сигналов и от измерительных зондов. Каждая пара сигналов поступает на свой канал демодуляции и усиления. Оба канала имеют идентичную схемотехническую реализацию и сходную трассировку на печатной плате. Плата измерителя изготовлена заводским способом и собрана на оборудовании ИЦ СевГУ. Печатная плата четырехслойная, со сквозными металлизированными отверстиями. Размеры платы составляют 67х75 мм.

Входные ВЧ-линии, поступающие на квадратурные демодуляторы каналов, выполнены выравненными по длине микрополосковыми линиями с волновым сопротивлением 50 Ом. Квадратурные детекторы реализованы на микросхемах ADL5382 (фирмы Analog Devices) [1]. Микросхемы имеют симметричный вход и две пары выходных симметричных сигналов – I и Q. Для приведения входного несимметричного ВЧ-сигнала к симметричному виду использованы симметрирующие трансформаторы ETC1-1-13 (фирмы MACOM) [2].

С выходов I и Q микросхемы ADL5382 две пары дифференциальных сигналов поступают на дифференциальные усилители AD8130 (фирмы Analog Devices) [3], выполняющие не только усиление входного сигнала и приведение его к однополярному виду, но и смещение уровня нуля от 2,2 В (на выходе ADL5382) до требуемого значения 2,5 В. Значение 2,5 В выбрано в связи с тем, что эта точка является серединой напряжения питания последующих цепей, что обеспечивает наибольший динамический диапазон исследуемого сигнала. Особенностью формирования опорного напряжения 2,5 В является то, что опорное напряжение формируется не путем деления на 2 напряжения питания платы - 5 В, а путем деления на 1,32 напряжения питания микроконтроллера величиной в 3,3 В. Такой необычный способ формирования напряжения 2,5 В был выбран для обеспечения стабильности

нулевого уровня на входах АЦП микроконтроллера при возможных в процессе эксплуатации изменениях напряжения питания микроконтроллера (и, соответственно, опорного напряжения встроенных в него АЦП).

После дифференциальных усилителей AD8130, однополярные сигналы I и Q поступают каждый на усилители с регулируемым коэффициентом усиления. Усилители выполнены по неинвертирующей схеме на операционных усилителях AD8602 (фирмы Analog Devices) [4]. Особенностью этих операционных усилителей является то, что они способны работать с сигналом, размах которого близок к напряжениям питания (rail-to-rail). Регулировка коэффициентов усиления выполняется с помощью многооборотных резисторов с диапазоном коэффициента усиления в пределах от 2 до 11. Регулировка усиления предназначена для грубой первичной подстройки коэффициентов усиления каналов на изготовленной макетной плате в процессе экспериментов, и в конечном изделии будет отсутствовать.

После каскадов с регулируемым коэффициентом усиления сигналы I и Q поступают каждый на фильтры нижних частот, выполненные на операционных усилителях по схеме Саллена-Ки. ФНЧ реализуют фильтры Баттерворта 2-го порядка с частотой среза около 100 Гц.

На заключительном этапе каждый сигнал (I1, Q1, I2, Q2) поступает на схему преобразования уровня, представляющую собой четыре резистивных делителя с коэффициентами деления 1,56. Делители преобразуют сигнал с максимально возможным размахом 5 В, в сигнал с максимально возможным размахом 3,3 В (напряжение питания микроконтроллера). Одновременно, производится преобразование уровня нуля из 2,5 В к 1,6 В, что представляет собой примерно половину напряжения питания микроконтроллера. В связи с описанной выше методикой формирования опорного напряжения 2,5 В мы ожидаем, что уровень нуля, выраженный в отсчетах АЦП, не будет зависеть ни от напряжения питания микроконтроллера, ни от напряжения питания всей платы и будет сохранять одно и то же значение на всем протяжении периода эксплуатации измерительной платы.

Оцифровка усиленных и отфильтрованных сигналов I и Q составляющих по каждому каналу выполняется на микроконтроллере отечественного производителя K1986BE92QI (фирма «Миландр») [5], имеющему встроенные 12 разрядные АЦП. После оцифровки, вычитания нулевого значения и усреднения за несколько выборок, измеренные значения сигналов через UART поступают на преобразователь интерфейсов UART-USB, выполненный на микросхеме CH340G (фирма WCH, Китай) [6], после чего передаются по стандартному интерфейсу USB на персональный компьютер для дальнейшей обработки.

3. Заключение

Разработан экспериментальный образец измерителя параметров для микроволнового СВЧ тракта, осуществляющий измерение модуля и аргумента комплексного коэффициента отражения.

Реализованы экспериментальные образцы устройств: ВЧ формирователя сигналов и измерителя параметров волноводного тракта. Устройства реализованы преимущественно при использовании отечественной компонентной базы. Одним из основных программируемых цифровых устройств встроенного контроля, обработки и передачи данных измерительного устройства является микроконтроллер отечественного производителя «Миландр» типа K1986BE92QI.

Список литературы

1. Analog Devices, 700 MHz to 2.7 GHz Quadrature Demodulator // Data Sheet, Rev. A. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADL5382.pdf> (дата обращения: 18.06.2020).
2. MACOM, E-Series Transformer, RF 1:1 Transmission Line 4.5 - 3000 MHz // Datasheet, Rev. V12. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://cdn.macom.com/datasheets/ETC1-1-13.pdf> (дата обращения: 18.06.2020).
3. Analog Devices, Low Cost 270 MHz Differential Receiver Amplifiers // Data Sheet, Rev. C. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8129_8130.pdf (дата обращения: 18.06.2020).
4. Analog Devices, Precision CMOS, Single-Supply, Rail-to-Rail, Input/Output Wideband Operational Amplifiers // Data Sheet, Rev. C. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8601_8602_8604.pdf (дата обращения: 18.06.2020).
5. АО «ПКК Миландр», Микросхема 32-разрядного однокристального микро-ЭВМ с памятью Flash-типа 1986BE9ху, K1986BE9ху, K1986BE9хуK K1986BE92QI, K1986BE92QC, 1986BE91H4, K1986BE91H4, K1986BE94H4, K1986BE94H4 // Спецификация, Версия 3.20.1 от 15.05.2020. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://ic.milandr.ru/upload/iblock/be5/be5168666b738750aafb7f2968470702.pdf> (дата обращения: 18.06.2020).
6. WCH, CH340G USB to UART Interface // Datasheet, Version 1E. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://cdn.boxtec.ch/pub/diverse/ch340g-datasheet.pdf> (дата обращения: 18.06.2020).

Разработка, моделирование и экспериментальное исследование датчика полных сопротивлений в полосковом исполнении¹

Гимпилевич Ю.Б., Афонин И.Л., Тыщук Ю.Н.
Севастопольский государственный университет, СевГУ
Севастополь, 99053, Россия
gimpilevich@sevsu.ru, igor_afonin@inbox.ru, y.tyschuk@gmail.com

Аннотация: В докладе представлены результаты моделирования и экспериментального исследования полосковой зондовой части СВЧ датчика полных сопротивлений прибора встроенного контроля, состоящего из направленного ответвителя, делителя мощности и двух измерительных зондов. Моделирование проводилось с использованием двух САПР: AWR Design Environment и Altair Feko. Результаты моделирования в разных САПР близки, разница коэффициентов передачи по соответствующим каналам не превышает 2 дБ. Экспериментальное исследование показало хорошее совпадение полученных результатов работы зондовой части с результатами моделирования.

1. Введение

В последние годы приборы встроенного контроля находят всё большее применение. Особенно это касается высокочастотной техники, где контроль параметров приёмо-передающего тракта (качества согласования, ослабления и так далее) имеет большое значение. В литературе описано достаточно большое количество встраиваемых зондовых измерителей [1—4], которые позволяют определить модуль и аргумент комплексного коэффициента отражения, однако, в основном, это волноводные или коаксиальные измерители. В данной работе разработана зондовая часть СВЧ датчика полных сопротивлений, выполненная в полосковом исполнении, которая позволяет проводить автоматические измерения комплексного коэффициента отражения при минимальном влиянии на передающий тракт.

2. Основная часть

Для измерения параметров микроволнового тракта на измерительный блок необходимо подать четыре сигнала: два опорных и два измерительных. Для их формирования в зондовой части датчика реализовано несколько элементов: направленный ответвитель на связанных линиях, кольцевой делитель мощности, два зондовых измерителя с Т-образными аттенюаторами (рис. 1). Схема разработана для работы на частоте 1,5 ГГц. Параметры направленного ответвителя подбирались таким образом, чтобы обеспечить уровни опорных сигналов (порты 3 и 4, рис. 1) на 20 дБ ниже, чем входного (порт 1).

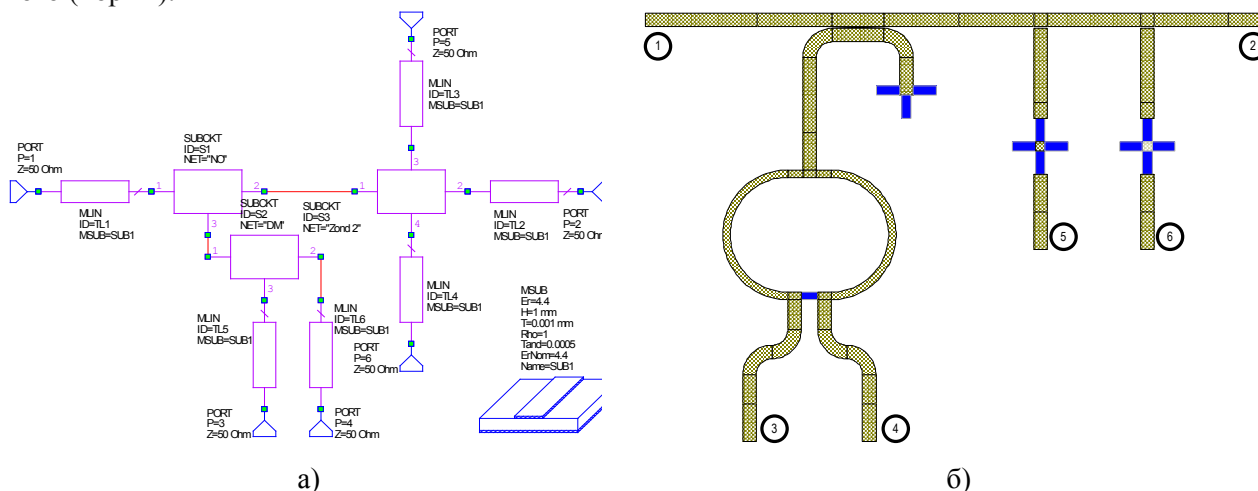


Рис. 1. Зондовая часть полоскового СВЧ датчика полных сопротивлений: а) модель, построенная в САПР AWR Design Environment; б) её топология

¹ Работа выполнена в рамках внутреннего гранта ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет» № 39/06-31.

Зазоры между основным трактом и двумя зондами выбирались таким образом, чтобы получить ослабление 30 дБ (с учетом аттенуаторов) относительно входного сигнала.

Расстояние между зондами выбирается таким образом, чтобы сдвиг фаз между двумя измерительными сигналами (порты 5 и 6) равнялся 45° .

Для верификации результатов расчёта в САПР *AWR Design Environment* перед изготовлением печатной платы были проведены расчёты характеристик зондовой части датчика в электромагнитном САПР *Altair Feko*. На рис. 2 показана модель платы и результаты расчётов в каждом из двух используемых программ. В *Altair Feko* не моделировались делитель мощности и аттенуаторы, так как в них используются сосредоточенные элементы.

Видно, что ослабление в линии передачи измеритель вносит незначительное — на уровне 0,15 — 0,11 дБ. Опорные сигналы с выхода направленного ответвителя и делителя мощности имеют ослабление около 20 дБ (на рис. 2в — 17 дБ, без учёта делителя). Ослабление сигнала, снимаемого с двух измерительных зондов около 30 дБ.

Разработанная плата зондовой части была выполнена на двухстороннем фольгированном диэлектрике *FR4*, толщиной 1 мм.

Результаты экспериментальных исследований показали хорошее совпадение с расчётными. Ослабление сигнала в опорных каналах на частоте 1,5 ГГц составило 20,5 дБ, в измерительных каналах — 33 дБ.

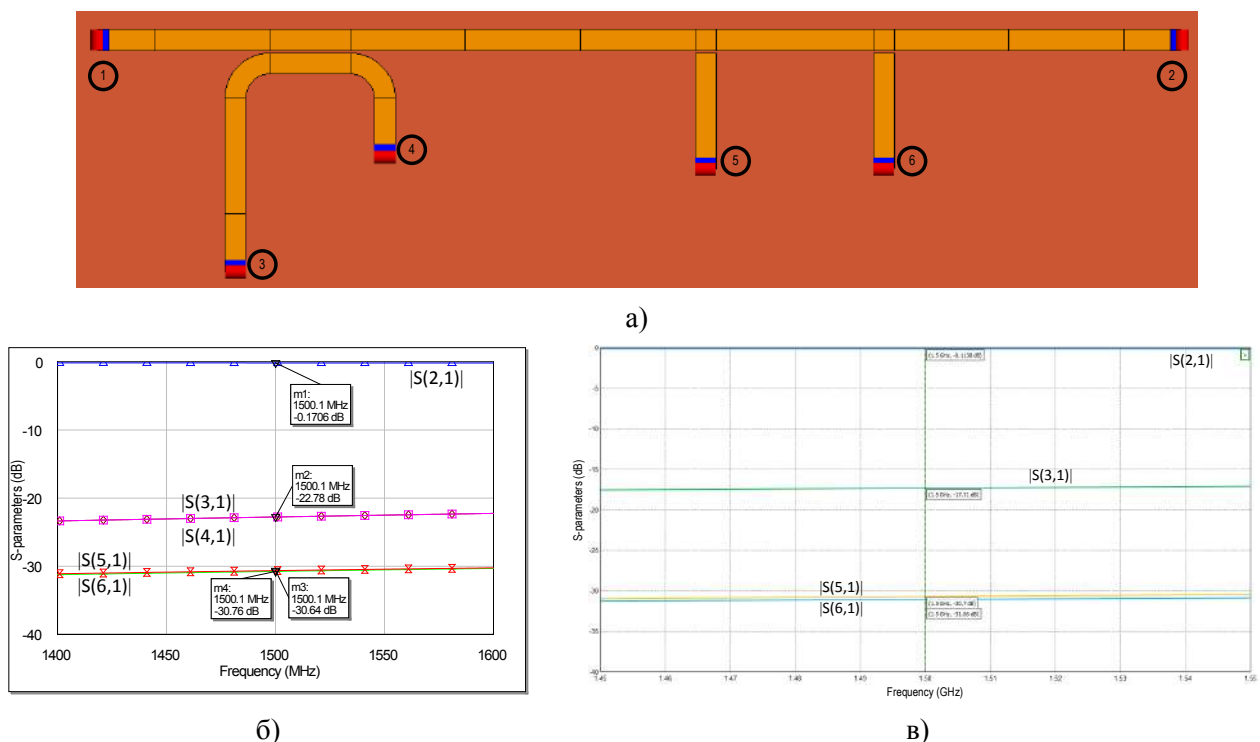


Рис. 2. Модель зондовой части полоскового СВЧ датчика полных сопротивлений в *Altair Feko* (а); результаты расчёта: б) в САПР *AWR Design Environment*; в) в САПР *Altair Feko*

3. Заключение

Разработана зондовая часть СВЧ датчика полных сопротивлений, выполненная в полосковом исполнении. Плата содержит направленный ответвитель и делитель мощности для формирования двух опорных сигналов, а также два зонда с аттенуаторами, формирующих измерительные сигналы. Расстояние между зондами выбрано таким образом, сдвиг фаз между измерительными сигналами равнялся 45° .

Список литературы

1. Хабель, М. Основы векторного анализа цепей: Пер. с англ./ М. Хабель. -М.: Издательский дом МЭИ, 2009. 500 с.
2. Куликов, А.Б. Зондовые измерительные преобразователи для анализа элементов коаксиального тракта / Кудрявцев А.М., А.Б. Куликов, С.М. Никулин // Датчики и системы, 2009. №8. С.33-36.
3. Куликов, А.Б. Построение малогабаритных векторных анализаторов цепей в СВЧ контрольно-измерительной технике на основе модульной архитектуры / А.Б. Куликов // Наука и образование - промышленному производству: материалы междунар. науч.-практ. конф., -Н.Новгород, 2010. С.93-94.
4. Ferrero, A, Pisant, U. Two-port network analyzer calibration using an unknown transition // IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol.2, №12,1992 P.505-507.

Оценка случайной составляющей результирующей погрешности квадратурного способа измерения параметров микроволновых трактов

Гимпилевич Ю. Б., Зебек С. Е., Вертегел В.В., Овчаров П.П.

Севастопольский государственный университет

г. Севастополь 299053 ул. Университетская, д. 33, Российская Федерация

stanislavzebek@mail.ru

Аннотация: На основе математической модели СВЧ датчика полных сопротивлений сформирована избыточная система измерительных уравнений. Предложено численное решение системы измерительных уравнений для определения модуля и аргумента комплексного коэффициента отражения и уровня падающей мощности в СВЧ тракте. Проведено исследование влияния случайной результирующей составляющей погрешности при применении метода статистических испытаний Монте-Карло, считая, что квадратурные составляющие являются случайными величинами с нормальным законом распределения.

1. Введение

Существуют измерители полных сопротивлений, основанные на анализе амплитудного распределения поля в линии передачи [1, 2]. Недостаток этих измерителей заключается в малом динамическом диапазоне квадратичного участка вольт - амперных характеристик СВЧ диодов, применяемых для амплитудного детектирования СВЧ колебаний, ответвляемых из первичного тракта [1]. Это приводит к погрешностям, особенно в устройствах встроенного контроля, где уровень мощности может меняться в широких пределах. Исключить данный недостаток можно путем реализации квадратурного способа измерения полного сопротивления, предложенного в работах [3,4]. На основе этого метода и разработан СВЧ датчик полных сопротивлений (ДПС). Данное решение позволяет увеличить динамический диапазон изменения мощности до 70 дБ.

2. Основная часть

Структурная схема автоматического измерителя комплексных параметров СВЧ узлов на основе квадратурного способа представлена на рис. 1.

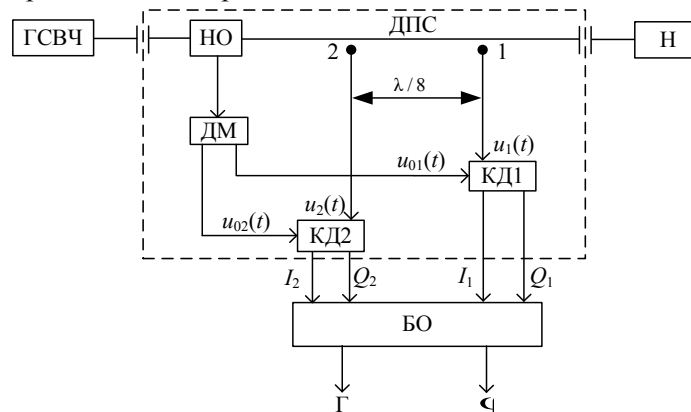


Рис. 1. Автоматический измеритель комплексных параметров

ДПС встраивается между генератором СВЧ (ГСВЧ) и измеряемой нагрузкой (Н). Колебание от ГСВЧ через линию передачи поступает в нагрузку Н, комплексный коэффициент отражения (ККО) которой необходимо измерить. В линию передачи погружаются два ненаправленных зонда 1, 2. Расстояние между зондами выбрано равным $\lambda/8$ (λ — длина волны в линии передачи). На выходе падающей волны направленного ответвителя НО формируется СВЧ колебание с постоянной амплитудой, пропорциональной амплитуде падающей волны в тракте. Это колебание поступает на равноплечий делитель мощности (ДМ), на выходах которого формируются два одинаковых СВЧ сигнала $u_{01}(t)$ и $u_{02}(t)$, поступающие на опорные входы квадратурных детекторов КД1 и КД2. На выходах ненаправленных зондов 1 и 2 формируются два СВЧ сигнала $u_1(t)$ и $u_2(t)$, которые подаются на измерительные входы КД1 и КД2. В результате квадратурного детектирования на выходах КД1 и КД2 появляются две пары квадратурных составляющих I_1, Q_1 и I_2, Q_2 , несущие информацию об измеряемых параметрах:

$$I_1 = K\sqrt{1+\Gamma^2+2\Gamma\cos(\varphi_0-\varphi)}\cos\left[\varphi_0-\arctg\frac{\Gamma\sin(\varphi_0-\varphi)}{1+\Gamma\cos(\varphi_0-\varphi)}\right]; \quad I_2 = K\sqrt{1+\Gamma^2-2\Gamma\sin(\varphi_0-\varphi)}\cos\left[\varphi_0-\frac{\pi}{4}-\arctg\frac{\Gamma\cos(\varphi_0-\varphi)}{1-\Gamma\sin(\varphi_0-\varphi)}\right]; \quad (1)$$

$$Q_1 = K\sqrt{1+\Gamma^2+2\Gamma\cos(\varphi_0-\varphi)}\sin\left[\varphi_0-\arctg\frac{\Gamma\sin(\varphi_0-\varphi)}{1+\Gamma\cos(\varphi_0-\varphi)}\right]; \quad Q_2 = K\sqrt{1+\Gamma^2-2\Gamma\sin(\varphi_0-\varphi)}\sin\left[\varphi_0-\frac{\pi}{4}-\arctg\frac{\Gamma\cos(\varphi_0-\varphi)}{1-\Gamma\sin(\varphi_0-\varphi)}\right],$$

где K — величина, прямо пропорциональная уровню падающей мощности в линии передачи, Γ — модуль ККО, φ — аргумент ККО, φ_0 — фазовая константа, определяемая в процессе калибровки.

Далее сигналы с ДПС поступают в блок обработки (БО), где проводится решение избыточной системы измерительных уравнений (1) итерационным методом. Результате решения получаем измеренные значения модуля Γ и аргумента φ ККО нагрузки N .

Для оценки случайной составляющей погрешности измерения проведем моделирование решения системы измерительных уравнений (1) при наличии невязок, вызываемых неидеальностью измерительной процедуры, методом Монте-Карло. При этом предполагалось, что квадратурные составляющие составляющих I_1 , Q_1 и I_2 , Q_2 , являются случайными нормально-распределенными величинами с СКО равным 1%. Число испытаний выбиралось равным 2500. На рис. 2 показаны гистограммы распределения модуля ККО Γ , аргумента ККО φ и уровня падающей мощности K для следующего случая: $K=10$, $\Gamma=0,33$ и $\varphi=60^\circ$.

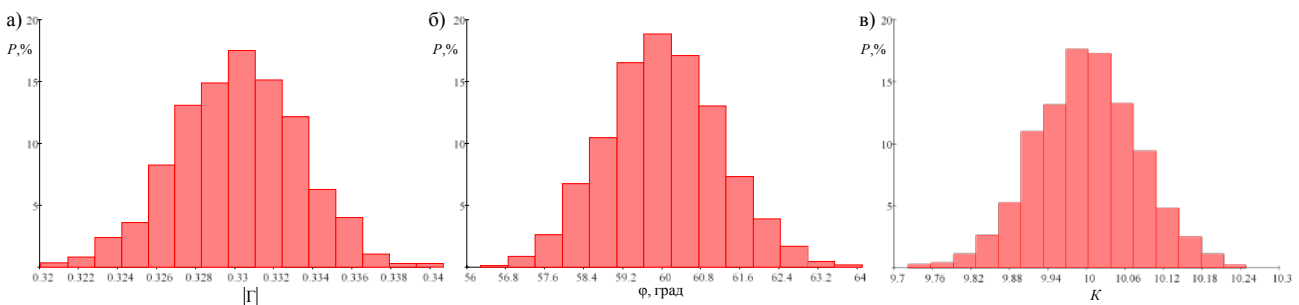


Рис 2. Гистограммы распределения: а) модуля ККО; б) аргумента ККО; в) уровню падающей мощности

С использованием этих гистограмм проведен расчет СКО результатов измерения. При этом числовые значения СКО составили: модуля ККО — 0,95%, аргумента ККО — 1,18°, а уровня падающей мощности — 0,78%.

3. Заключение

В работе проведена оценка случайной составляющей результирующей погрешности квадратурного способа измерения комплексных параметров микроволновых трактов методом статистических испытаний Монте-Карло. При этом показано, что СКО модуля ККО и уровня падающей мощности не превышает 1%, а СКО аргумента — 1,2°. Это позволяет сделать вывод о возможности разработки высокоточных измерительных устройств для встроенного контроля параметров СВЧ трактов, которые обладают малыми габаритами и массой.

Работа выполнена в рамках внутреннего гранта Севастопольского государственного университета № 39/06-31.

Список литературы

1. Данилин А.А. Измерения в технике СВЧ / А. А. Данилин — М.: «Радиотехника», 2008. — 184 с
2. Дворяшин Б.В. Основы метрологии и радиоизмерения / Б.В. Дворяшин — М.: Радио и связь, 1993. — 320 с.
3. Гимпилович Ю.Б., Зебек С.Е. Автоматизация процедуры определения комплексных параметров микроволновых устройств на основе квадратурного способа измерения // Журнал радиоэлектроники. 2019. — №8. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/aug19/index.html>.
4. Патент 2683804 Российская Федерация, МПК G01R 27/28. Способ определения модуля и аргумента комплексного коэффициента отражения микроволнового двухполюсника / Гимпилович Ю.Б., Зебек С.Е. Заявитель и патентообладатель Севастопольский государственный университет. — № 2018108378; заявл. 06.03.2018; опубл. 02.04.19. Бюл. № 10. — 18 с.

Исследование средств и методов измерения комплексных коэффициентов передачи и отражения на пластине при разработке эталонов на пластинах

¹Савочкин А. К., ²Тимошенко А. Г., ²Соколов М. А.

¹ФГУП ВНИИФТРИ, пос. Менделеево Московской области
г. п. Менделеево, Московская область, Солнечногорский район, 141570, Российская Федерация
¹alex.savochkin@gmail.com

²Национальный исследовательский университет «МИЭТ»
г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина 1, 124498, Российская Федерация
²tcs@miee.ru

Аннотация: В данной работе предлагается оптимальный подход к решению задачи создания эталонов комплексных коэффициентов отражения и передачи в планарном тракте. Подход основан на характеристике мер методом численного электромагнитного моделирования с коррекцией неопределённостей моделирования методом малых приращений параметров модели с учётом положений методики МИ 3411-2013.

1. Введение

В последние годы остро встала необходимость создания методики разработки эталонов комплексного коэффициента отражения (ККО) и передачи (ККП) в планарных трактах. Создание эталонов сопровождается необходимостью характеристики мер при помощи главным образом измерения их геометрических характеристик. В опубликованных статьях показаны различные подходы к характеристике мер на основе копланарных волноводов. В данной работе выполнена постановка задачи характеристики меры методом электромагнитного моделирования с учётом положений методики МИ 3411-2013, что позволяет определить оптимальные параметры линии для наивысшей точности характеристики меры, а также введён критерий оптимальности меры. Полученные результаты позволяют решить задачу характеристики эталонных мер ККО и ККП для использования в промышленности, а также приблизиться к решению задачи создания государственного первичного эталона ККО и ККП.

2. Теория

Эталон ККО и ККП представляет собой установку, состоящую из векторного анализатора цепей (ВАЦ), и двух или более наборов мер. ВАЦ в данной установке используется в качестве компаратора, один из наборов мер служит собственно эталоном и используется для калибровки ВАЦ, с помощью которого единица ККО и ККП передаётся рабочим эталонам и далее по поверочной схеме. Для калибровки ВАЦ применяются различные методики, основанные обычно на использовании резистивных нагрузок и фазосдвигающих цепей, таких как нагрузки короткозамкнутые и холостого хода.[1] Наивысшую точность калибровки даёт метод двухпортовой калибровки на основе кратных отрезков линий.[3] При этом определяются следующие параметры матрицы рассеяния:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left(\frac{b_1 a'_1 - a_2 b'_1}{a_1 a'_2 - a_2 a'_1} \right) & S_{12} &= \left(\frac{b_1 a'_1 - a_1 b'_1}{a_2 a'_1 - a_1 a'_2} \right) \\ S_{21} &= \left(\frac{b_2 a'_2 - a_2 b'_2}{a_1 a'_2 - a_2 a'_1} \right) & S_{22} &= \left(\frac{b_2 a'_1 - a_1 b'_2}{a_2 a'_1 - a_1 a'_2} \right), \end{aligned} \quad (1)$$

где a , b — соответственно падающая и отражённая волны с индексом, соответствующим номеру порта. Данная методика в литературе известна под названием TRL, а при использовании нескольких кратных линий для расширения частотного диапазона — MultilineTRL(mTRL).[3–6] С точки зрения технологии производства мер, подход TRL/mTRL удобен тем, что специальные требования предъявляются только к геометрическим размерам проводников, а остальные характеристики могут быть выбраны с известной свободой и просто учтены при расчётах. Данный подход демонстрирует сравнительно высокую точность калибровки при разумном минимуме требований к мерам. Для характеристики мер в копланарном исполнении применяются различные методики. Наиболее известные — квазистатическая характеристика на основе конформного отображения, квазианалитическая на основе численного решения уравнений рассеяния, численное электромагнитное моделирование на основе уравнений Максвелла в спектральном виде или методом конечной разности в частотной области.

Точность характеристики мер должна быть проверена решением обратной задачи измерений. Применительно к мерам ККО и ККП эта процедура производится следующим образом. Вначале комплект мер А должен быть априорно охарактеризован некоторым определённым способом. Таким образом, становится возможным откалибровать ВАЦ при помощи априорных значений ККО и ККП мер из набора А. Затем при помощи откалиброванного ВАЦ измеряется матрица рассеяния мер из комплекта Б. При сходимости результатов вычислений для комплекта мер Б не хуже заданного допуска комплект мер А считается правильно охарактеризованным. Для априорной характеристики мер наиболее общим и при этом наиболее свободным от частных допущений представляется метод численного электромагнитного моделирования, при котором неопределённости, возникающие в ходе моделирования, устраняются анализом малых приращений изменяемых параметров. Это дало возможность устранить расхождения непосредственно результатов моделирования, а также определить сходимость результатов моделирования с натурными измерениями конкретной меры. Для увеличения точности характеристики мер введён критерий соответствия рекомендациям методики МИ 3411-2013, согласно которым коэффициент отражения меры по входу выбирается с учётом неустранимой систематической погрешности конкретного ВАЦ, определённой по методике МИ 3411-2013.

На рис. 1 показано сравнение параметров рассеяния натурных измерений меры и результатов моделирования с малыми приращениями изменяемых параметров.

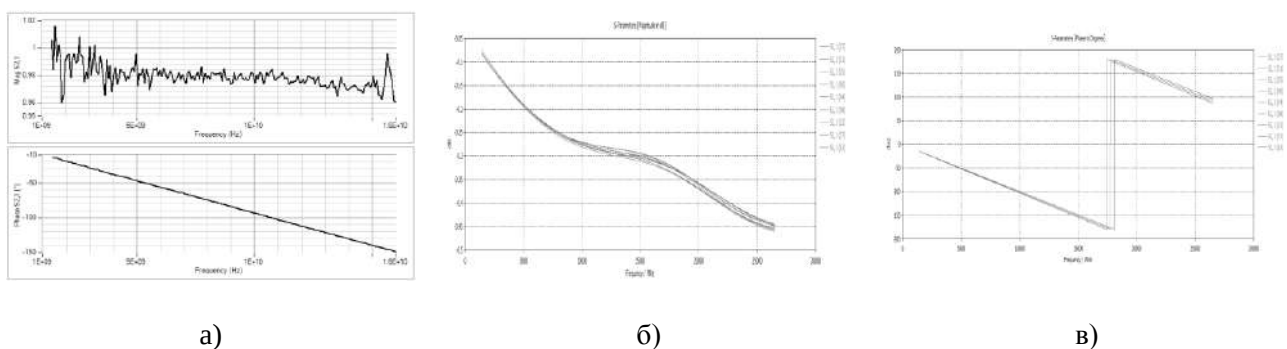


Рис. 1. Сравнение параметров рассеяния натурных измерений меры а) и результатов моделирования б), в) с малыми приращениями изменяемых параметров: а) натурные измерения до 16 ГГц; б) S21 модуль ККП до 26,5 ГГц; в) S21 фаза до 26,5 ГГц

Результаты, представленные на рис. 1 б) и в), показывают достаточно высокую точность параметров рассеяния для всех построенных моделей. Следовательно, предложенная методика позволяет выполнять априорную характеристику мер и выдавать данные для их производства. Полный учёт бюджета неопределённостей в рамках данной работы является предметом будущего дополнительного исследования.

3. Заключение

Предложена методика характеристики мер с учётом критерия оптимальности на основе положений методики МИ 3411-2013. С помощью разработанной методики построены модели мер на основе копланарного волновода с различными параметрами геометрии. Исследовано влияние неопределённости измерения геометрических параметров линии на электрические характеристики меры ККО и ККП. Представлено сравнение параметров рассеяния построенных электромагнитных моделей и результатов измерений.

Список литературы

1. Хибель М. Основы векторного анализа цепей / Михаэль Хибель. – пер. с англ. С.М.Смоляского; под ред. У.Филипп. – М.: Издательский дом МЭИ, 2009. – 500 с.:ил.
2. Рекомендация МИ 3411-2013 «Анализаторы цепей векторные. Методика определения метрологических характеристик» – Новосибирск, 2013
3. Lourandakis, E.: On-Wafer Microwave Measurements and De-embedding – Artech House Publishers, 2016. – 256 p.
4. H. Green, "The numerical solution of some important transmission-line problems," Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol. 13, no. 5, pp. 676–692, Sep 1965.
5. Williams, D. F., C. Wang, and U. Arz, "An Optimal Multiline TRL Calibration Algorithm," Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium, Philadelphia, PA, June 8–13, 2003, pp. 1819–1822.
6. Marks, R. B., "A Multiline Method of Network Analyzer Calibration," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 39, No. 7, 1991, pp. 1205–1215.

СВЧ диагностика электрических разрядов в искусственном облаке заряженных водяных капель

¹Богатов Н. А., ^{1,2}Сысоев В. С., ²Сухаревский Д. И.

¹Институт прикладной физики РАН,
Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Россия
bogatov@appl.sci-nnov.ru

²ФГУП Всероссийский научно-исследовательский институт технической физики
ВНИИЦ 900, Московская обл., 143500, г. Истра, ул. Заводская, 5, Россия

Аннотация: Реализована СВЧ диагностика разрядов, возникающих в искусственном облаке заряженных водяных капель, моделирующем среду грозовых облаков. Искусственное облако с размером капель ~ 1 мкм непрозрачно в видимом диапазоне, поэтому внутриоблачные разряды недоступны для исследования традиционными в физике искровых разрядов методами, основанными на регистрации видимого излучения разрядов. В миллиметровом диапазоне электромагнитного излучения облако прозрачно, заметное поглощение миллиметрового излучения происходит только в плазме возникающих в облаке разрядов. В настоящей работе поглощение зондирующего СВЧ излучения с длиной волны 8 мм в искусственном облаке измерялось с временным разрешением 10 нс. Были исследованы временные характеристики внутриоблачных разрядов.

1. Введение

Механизм зарождения молнии в грозовом облаке до сих пор остается загадкой. Непосредственное исследование электрических процессов в многофазной среде грозового облака труднодоступно. Искусственное облако заряженных водяных капель, созданное в ВНИИЦ 900 ФГУП "РФЯЦ-ВНИИТФ им. акад. Е. И. Забабахина", <http://www.ckp-rf.ru/usu/73578/>, было призвано моделировать среду грозового облака и дать возможность исследовать внутриоблачные разряды в лаборатории. Традиционные методы исследования искровых разрядов, основанные на оптической регистрации излучения разрядов в видимом диапазоне, оказались не применимы к разрядам внутри искусственного облака из-за сильного рассеяния излучения на каплях, средний размер которых составляет около 1 мкм. Поэтому в данной работе для исследования внутриоблачных разрядных процессов было использовано электромагнитное излучение миллиметрового диапазона, которое практически не рассеивается на таких маленьких каплях, но в то же время эффективно взаимодействует с газоразрядной плазмой, возникающей внутри искусственного облака.

2. Описание эксперимента и СВЧ диагностики

Схема эксперимента приведена на рис.1. Искусственное облако формировалось в результате конденсации водяного пара, поступающего из парогенератора через сопло, расположенное в центре заземленного плоского электрода диаметром 3 м. Электризация образующихся в потоке пара капель производилась посредством коронного разряда на игольчатом электроде, расположенном в сопле. Источником СВЧ излучения служил генератор Г4-91, нагруженный на рупорную антенну. Выходная мощность генератора составляла 5 мВт, частота излучения 35 ГГц, уровень флуктуаций выходной мощности 10^{-3} . Сходящийся гауссовый СВЧ пучок формировался диэлектрическими линзами так, чтобы перетяжка пучка находилась приблизительно в середине облака. Диаметр СВЧ пучка в перетяжке на $1/e$ уровне интенсивности составлял ~ 10 см. Расстояние от оси СВЧ пучка до заземленной плоскости равнялось 94 см. Поляризация СВЧ излучения была линейной, перпендикулярной заземленной плоскости. Прошедший через облако СВЧ пучок фокусировался линзой на открытый конец приемного волновода, затем усиливался и детектировался СВЧ диодом с линейной вольт-ваттной характеристикой. Выходной сигнал с СВЧ диода регистрировался осциллографом. Относительное ослабление СВЧ излучения в облаке определялось как разность единицы и отношения выходного сигнала СВЧ диода к его уровню в отсутствие облака или в отсутствие электрической активности в облаке. Ослабление СВЧ излучения, вызываемое облаком в отсутствие электрической активности, было ниже порога чувствительности нашей диагностики. Чувствительность нашей СВЧ диагностики определялась уровнем флуктуаций выходной мощности СВЧ генератора и составляла 10^{-3} в относительном ослаблении.

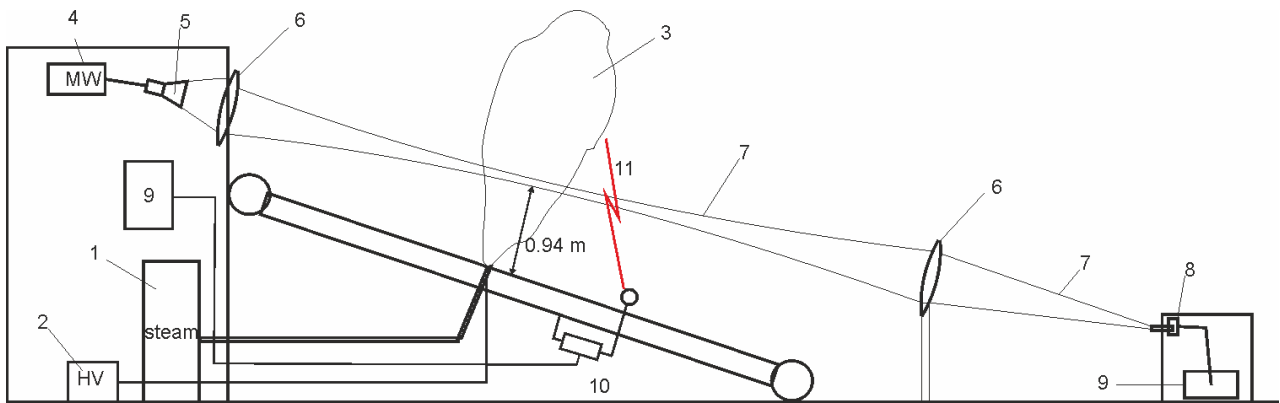


Рис. 1. Схема эксперимента и СВЧ диагностики. 1 – парогенератор, 2 – высоковольтный источник питания, 3 – заряженное аэрозольное облако, 4 – СВЧ генератор, 5 рупорная антенна, 6 – линзы, 7 – СВЧ пучок, 8 – СВЧ детектор, 9 – осциллограф, 10 – измерительный шунт, 11 – искровой разряд облако-земля.

3. Результаты измерений

На рис.2 приведена одна из осциллограмм относительного ослабления зондирующего СВЧ излучения при прохождении через искусственное облако во время разряда внутри облака.

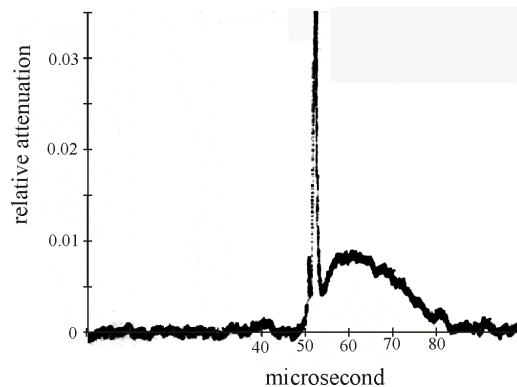


Рис. 2. Осциллограмма относительного ослабления зондирующего СВЧ излучения в искусственном электризованном облаке во время внутриоблачного разряда

Как было установлено нами ранее в экспериментах с длинными искровыми разрядами, ослабление СВЧ излучения главным образом вызвано поглощением в плазме многочисленных стримеров в стримерных вспышках и стримерных зонах лидеров. Поэтому острые пики в поглощении СВЧ излучения, пример которого виден на рис.2, мы связываем со стримерными вспышками, характерная длительность которых составляет сотни наносекунд, а плавные "горбы" длительностью в несколько десятков микросекунд, - это стримерные зоны внутриоблачных лидеров.

4. Заключение

СВЧ диагностика искусственного электризованного облака позволяет проводить исследования внутриоблачных разрядов, недоступных традиционным экспериментальным методам физики искровых разрядов.

In situ тестирование СВЧ кабельных соединений и высокоскоростных каналов передачи данных при помощи векторных анализаторов цепей серии Кобальт

¹ Савин А. А., ¹ Губа В. Г., ² Заостровных С. А.

¹ ООО Фирма «Свин»

г. Челябинск, 454091, ул. Елькина, 32, Российская Федерация
saasavin@mail.ru

² ООО «Планар»

г. Челябинск, 454091, ул. Елькина, 32, Российская Федерация

Аннотация: В работе предлагается методика диагностики трактов передачи сигналов и данных после их прокладки непосредственно на месте использования. Методика основана на применении автономного автокалибровочного модуля и векторного анализатора цепей российского производства. Программное обеспечение измерительного комплекса позволяет выполнять высокоточные измерения параметров рассеяния в обычном и дифференциальном режимах, проводить расчет и анализ глазковой диаграммы.

1. Введение

От качества передачи сигналов и информации между элементами аппаратуры на борту самолета, в электропоезде, на корабле или внутри здания зависит надежность функционирования установленной системы в целом. Гарантировать исправность и работоспособность кабельных соединений после их установки на месте использования можно только посредством выполнения высокоточных измерений. Основными параметрами СВЧ кабельных сборок являются параметры рассеяния. Качественные сборки должны обеспечивать наилучшее согласование и минимальные потери. Высокоскоростные каналы передачи цифровых данных принято анализировать при помощи глазковой диаграммы. Зная статистические свойства диаграммы, несложно сделать вывод о свойствах работы канала. Параметры рассеяния в обычном и дифференциальном режимах могут быть напрямую измерены с высокой точностью при помощи многопортового векторного анализатора цепей (ВАЦ). Глазковая диаграмма и ее статистические свойства могут быть получены по результатам измерений ВАЦ. Однако при удалении друг от друга соединителей проложенного кабеля возникает необходимость использования в составе ВАЦ кабеля аналогичной длины, что увеличивает погрешность и сложность выполнения измерений. Поэтому на практике часто используют генератор, подключаемый с одной стороны тестируемого кабеля, и осциллограф, который регистрирует отклик с другой стороны. При работе в области СВЧ и КВЧ диапазона стоимость оборудования возрастает, в процессе измерений нескольких кабелей требуется постоянно перемещать один или оба прибора. В данной работе рассмотрен измерительный комплекс на базе ВАЦ, который устраняет указанные недостатки.

2. Методика

Ключевым элементом комплекса является малогабаритный автономный (переносной) автокалибровочный модуль АСМВ, который способен дистанционно работать без подключенных к нему кабелей питания и управления. При помощи модуля выполняется калибровка ВАЦ, установленного в месте наибольшего скопления соединителей, а также измерения параметров СВЧ кабельных сборок (используется один порт АСМВ) и дифференциальных каналов передачи сигналов (используется простая оснастка и два порта АСМВ). На рис. 1 показаны схемы применения АСМВ. Для тестирования двухпортовых кабелей можно использовать рефлектометр.

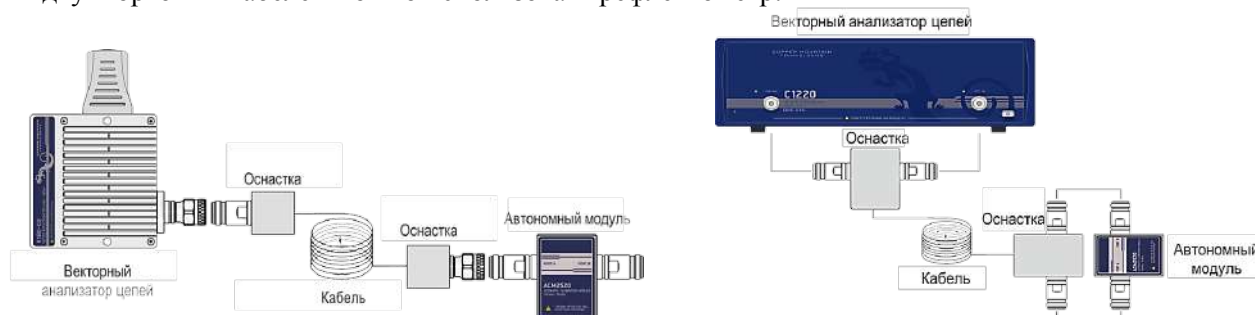


Рис. 1. Схемы применения АСМВ: слева – тестирование СВЧ кабелей; справа – тестирование четырехпортовых кабелей

При выполнении калибровки или измерений последовательно подключаются меры (внутренние состояния) АСМВ. Встроенный источник питания позволяет работать без подключения кабелей питания и управления. Синхронизация работы АСМВ и ВАЦ осуществляется посредством модуляции сигнала ВАЦ мерами АСМВ. Для устойчивой работы необходимо, чтобы потери в кабеле не превышали 20 дБ в одном направлении. Программное обеспечение управляет ВАЦ, синхронно собирает данные при переключении мер АСМВ и производит расчет собственных параметров ВАЦ (при калибровке) или расчет элементов матрицы рассеяния кабельной сборки (при измерениях). В процессе тестирования оператору достаточно переносить АСМВ и оснастку для подключения к разным типам кабелей. По результатам измерений может быть построена глазковая диаграмма и найдены ее основные параметры: время нарастания и спада, высота и ширина глазка, коэффициент раскрытия и др., а также выполнена проверка по маске.

Математическая модель двухпортового СВЧ кабеля содержит три параметра: два коэффициента отражения и коэффициент передачи, равный для разных направлений распространения. Математическая модель кабеля для передачи дифференциальных сигналов представляет собой четырехпортовое устройство с 15 неизвестными параметрами [1, 2]. Количество состояний АСМВ достаточно для построения и решения системы уравнений, связывающей измерения и неизвестные величины.

Исследование метрологических характеристик и подтверждение работоспособности методики выполнены посредством моделирования методом статистических испытаний и экспериментально. Использование настраиваемой матрицы весовых коэффициентов в алгоритме обработки позволяет формировать устойчивые оценки для кабелей с параметрами, изменяющимися в широких пределах. С ростом потерь и коэффициента отражения кабеля точность метода снижается. Используя всего два состояния АСМВ (с высоким и низким уровнем отражения) можно в условиях реальных измерений сделать вывод о применимости методики, а также сформировать прогноз погрешности измерений.

Экспериментальные исследования проведены при помощи ВАЦ Кобальт С1220 и модуля АСМВ2506 производства ООО «Планар» [3]. Для сравнения также получены опорные измерения на четырехпортовом ВАЦ С1420. В итоге, для СВЧ кабеля: погрешность коэффициента отражения менее –45 дБ; погрешность коэффициента передачи в пределах 0,02 дБ. Для дифференциального кабеля: погрешность коэффициента отражения порядка –40 дБ; погрешность коэффициента передачи в пределах 0,05 дБ. Для примера на рис. 2 приведены результаты измерений.

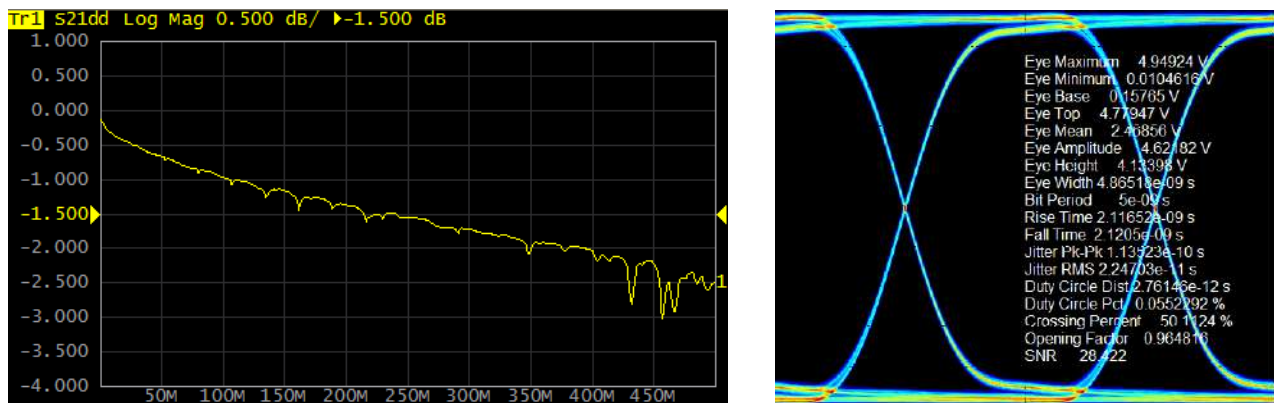


Рис 2. Результаты измерений кабеля Ethernet (витая пара): слева – коэффициент передачи; справа – глазковая диаграмма

3. Заключение

Предложена новая методика проверки СВЧ кабельных соединений и высокоскоростных каналов передачи данных непосредственно на месте эксплуатации. Состав требуемого оборудования и аксессуаров минимален, чем обеспечивается высокая надежность и маневренность процедуры измерений, а также низкая стоимость измерительного комплекса. Погрешность измерений коэффициентов отражения не превосходит –40 дБ, погрешность измерений коэффициентов передачи не превосходит 0,05 дБ, что сопоставимо с точностью традиционных подходов.

Список литературы

1. Silvonen K. LMR 16 – A Self-Calibration Procedure for a Leaky Network Analyzer // IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech. July 1997. V. 45. № 7. P. 1041–1049.
2. Fan W., Lu A., Wai L.L., Lok B.K. Mixed-Mode S-Parameter Characterization of Differential Structures / 2003 Electronics Packaging Technology Conf., 2003. P. 533–537.
3. URL: http://www.planarchel.ru/Products/Measurement%20instrument/c1220/user_manual_Cobalt_part1_rus.pdf. User Manual. Specification.

Моделирование транзисторного усилителя для виртуальной лаборатории¹

¹Губский Д.С., ¹Иванова И.Н., ¹Клещенков А.Б., ¹Лонкина Д.В.

¹Южный федеральный университет

г. Ростов-на-Дону, 344090, ул. Р. Зорге, 5, Российская Федерация
ds@sfedu.ru

Аннотация: Рассмотрен вопрос создания модели транзисторного усилителя с изменяемыми параметрами для включения его в состав виртуальной лаборатории в качестве самостоятельной лабораторной работы. Созданная модель может быть подключена к одному из векторных анализаторов цепей, входящих в состав лаборатории. Разработанный программный комплекс позволяет расширить виртуальную компьютерную лабораторию по изучению устройств СВЧ диапазона.

1. Введение

Образовательный процесс предъявляет высокие требования к практической подготовке будущих специалистов, требуя изучения современных измерительных приборов и устройств, которые имеют высокую стоимость. Поэтому нахождение альтернативных способов обучения и замены дорогостоящего оборудования является актуальным.

В настоящее время все большее распространение получают виртуальные лабораторные работы. Они могут описывать поведение измерительных приборов, исследуемых устройств и их взаимодействие в объеме, достаточном для получения навыков работы с измерительной аппаратурой и изучения основных физических свойств исследуемых устройств.

В данной работе рассмотрен способ компьютерного моделирования транзисторного усилителя СВЧ диапазона для включения его в состав виртуальной лаборатории.

Ранее нами был предложен способ создания виртуальных лабораторных работ [1-3]. В этих работах было показано, что любое изучаемое устройство и измерительный прибор в компьютерной модели могут быть представлены в виде некой абстрактной сущности с определенным набором свойств (тип устройства, входные и выходные сигналы, выполняемые преобразования и т.д.) и заданным поведением по отношению к другим устройствам. Способ, которым значения входных сигналов передаются выходным сигналам, зависит исключительно от конкретных реализаций устройств.

При компоновке устройств в единую лабораторную установку устанавливается соответствие между входными сигналами устройства-приемника и выходными сигналами устройства-источника. Таким образом, соединяя в специальном программном модуле конфигуриатора входные сигналы устройств с выходными сигналами других устройств, осуществляется «сборка» всей лабораторной установки. Такой подход позволяет легко расширять состав виртуальной лаборатории, добавляя в него компьютерные модели новых устройств. Поэтому при создании модели транзисторного усилителя СВЧ мы должны реализовать преобразование входного сигнала в выходной в соответствии с передаточной функцией изучаемого усилителя.

2. Реализация модели усилителя

Предположим, что изучаемое устройство – простейший транзисторный усилитель СВЧ диапазона и создадим его компьютерную модель, адекватно описывающую его физические свойства.

Будем рассматривать работу транзисторного усилителя в режиме слабого сигнала, т.е. в линейном режиме или близком к нему. Исходя из этого, считаем, что S -параметры транзистора постоянны и не зависят от уровня подводимой к нему мощности. Такое предположение упрощает реализацию модели и не является принципиально ограничительным.

Традиционный подход при разработке маломощных СВЧ усилителей заключается в следующем. На первом этапе определяются собственные S -параметры транзистора, которые в большинстве случаев для рекомендуемого режима по постоянному току предоставляются производителем. Для используемых нами СВЧ транзисторов они известны и в нашей модели заданы (пользователь имеет возможность выбирать разные транзисторы, но не может изменять его рабочую точку).

На следующем этапе проектирования усилителя решается задача согласования собственного входного и выходного сопротивления транзистора с волновым сопротивлением подводящих линий,

¹ Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 19-37-90013.

имеющих волновое сопротивление 50 Ом. Для этого у пользователя есть возможность в компьютерном интерфейсе модели (рис. 1) изменять значения соответствующих элементов согласующих цепей и добиваться оптимальной их настройки по наблюдаемой на экране векторного анализатора цепей АЧХ усилителя (его коэффициент передачи).

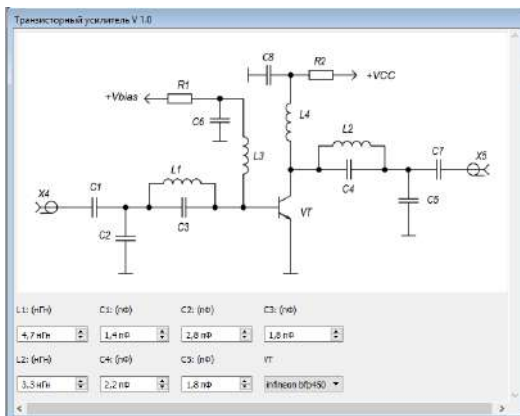


Рис. 1. Компьютерный интерфейс модели транзисторного СВЧ усилителя

Рассмотрим кратко процесс подключения изучаемого усилителя к измерительному прибору. В нашем случае связь между изучаемым четырехполюсником (СВЧ усилителем) и векторным анализатором цепей построена по следующему принципу: изучаемое устройство, рассматриваемое как некий «черный ящик», через соответствующий входной сигнал реагирует на сигнал измерительного

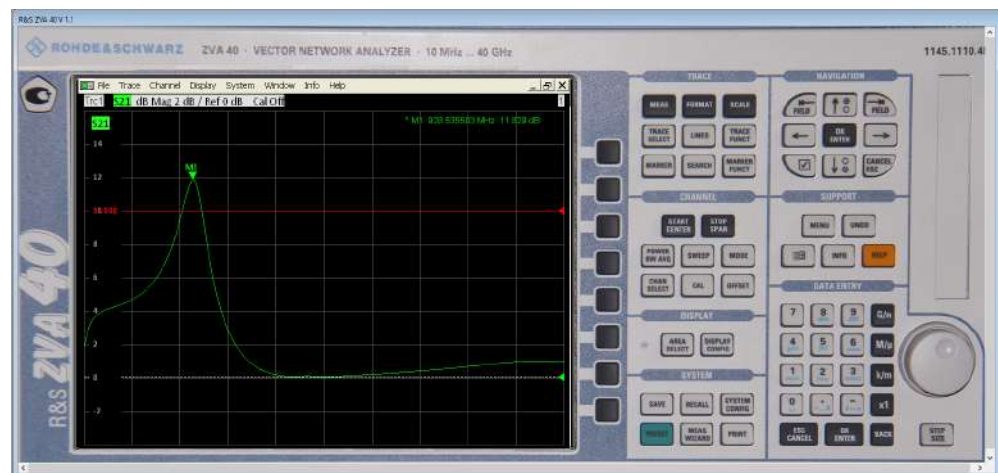


Рис. 2. Компьютерный интерфейс прибора

прибора и, вызвав свой внутренний метод расчета S_{21} , возвращает векторному анализатору цепей конкретное значение модуля коэффициента передачи. На рис. 2 показан интерфейс компьютерной модели векторного анализатора цепей с отображаемой на экране характеристикой модели усилителя.

3. Заключение

Итогом данной работы является разработанный программный пакет моделирования транзисторного усилителя СВЧ, позволяющий изучить способ согласования транзистора и влияние параметров согласующих цепей на характеристики усилителя. Для этого используется модель векторного анализатора цепей, входящего в состав виртуальной лаборатории. Данная модель усилителя может быть использована в обучающем процессе в качестве интерактивного пособия.

Список литературы

1. Gubsky D.S., Zemlyakov V.V., Kleshchenkov A.B., Krutiev S.V., Mamay I.V. Computer modeling of transistor amplifier and vector network analyzer for virtual laboratory works // 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo, 2016), Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016. P. 2037-2043.
2. Gubsky D.S., Zemlyakov V.V. Advanced microwave equipment simulator for engineering education // International Journal of Electrical Engineering & Education. 2019. Vol. 56, № 1. P. 92-101.
3. Gubsky D.S., Kleshchenkov A.B., Mamay I.V. Virtual Laboratory for Microwave Measurements // Computer Applications in Engineering Education. 2019, Vol. 27, № 6. P. 1496-1505.

Лабораторные работы по дисциплине «Схемотехника аналоговых электронных устройств» в период пандемии 2020 г.

Шарыгина Л. И.

Томский университет систем управления и радиоэлектроники
пр. Ленина, 40, г. Томск, 634050, Россия
gssh@mail.tomsknet.ru

Аннотация: Приводится пример проведения лабораторного практикума по дисциплине «Схемотехника АЭУ» при дистантном обучении в период пандемии 2020, когда исключено посещение лабораторных классов студентами. Предлагается заменить натурный эксперимент компьютерной симуляцией.

Пандемия 2020 создала существенные проблемы во многих сферах, включая высшее образование. Вынужденная изоляция существенно снизила эффективность лекций, практических занятий и консультаций. Наибольшие трудности возникают при организации лабораторного практикума. Удачно, что в электронике существуют программы (такие как, например Workbench, Multisim), которые позволяют заменить натурный эксперимент симуляцией на компьютере.

Что касается дисциплины «Схемотехника аналоговых электронных устройств (АЭУ)», указанные выше программы позволяют «собрать» схему, включив необходимые измерительные приборы для контроля режима транзисторов и оценки поведения схемы на переменном токе (рис. 1, 2). Программа позволяет подключить двухлучевой осциллограф и построитель частотных характеристик — Боде плоттер (рис. 3).

Приведенные ниже иллюстрации показывают возможности студента, находящегося в изоляции, собрать схему, измерить ее параметры, отследить влияние изменения элементов схемы на ее параметры и сделать выводы. Преподаватель при этом может помочь студенту и проконтролировать качество полученных им результатов, допустим, через Skype.

Такая методика не только является выходом из положения, но и расширяет возможности студента в процессе самостоятельного изучения дисциплины. Получив такой навык изучения схем, любознательный студент может сам задать себе вопрос и найти на него ответ в процессе «эксперимента».

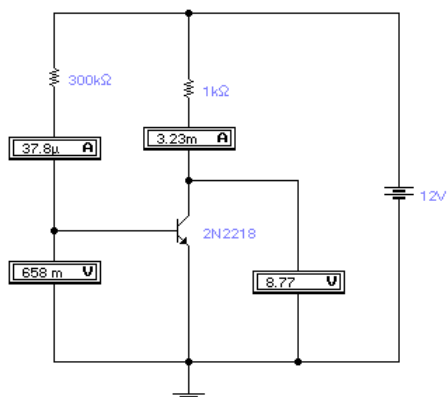


Рис. 1. Схема измерений на постоянном токе

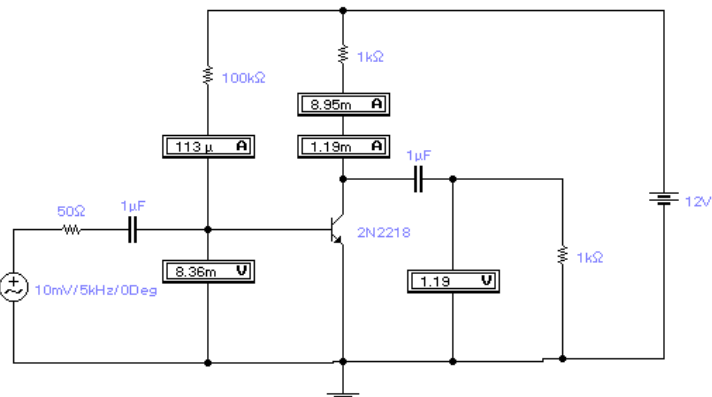


Рис. 2. Схема измерений на переменном токе — оба вольтметра и амперметр в цепи коллектора переведены в режим измерения на переменном токе

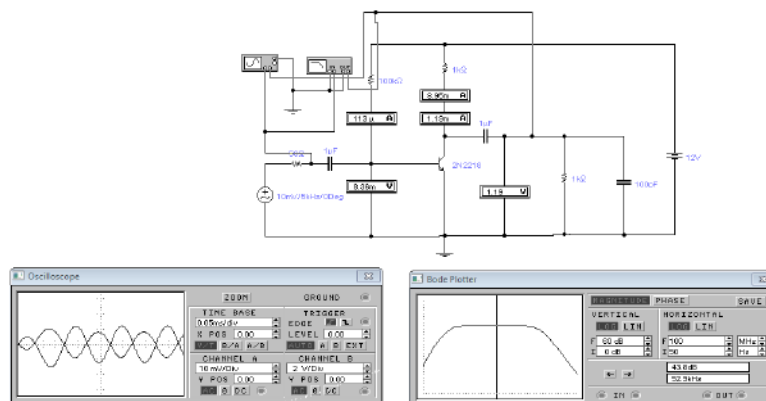


Рис. 3. Схема с подключенными приборами

Об одном из путей исследования системы антенна — обтекатель с помощью сферического сканера

Кирпанев А. В., Кирпанев Н. А.

Акционерное общество "Научно-производственное предприятие "Радар ммс"
(АО "НПП "Радар ммс")

г. Санкт-Петербург, 197375, ул. Новосельковская, лит. А, Российская Федерация
kirpanev_av@radar-mms.com

Аннотация: В работе предлагается новый подход определения характеристик системы антенна-обтекатель по измерениям её ближнего поля с помощью сферического сканера. Предполагается, что радиопрозрачный обтекатель имеет регулярную форму и является однослойным. Подход основан на определении составляющих амплитудных спектров однородных плоских волн через амплитуды векторных сферических волн испытываемых антенны и системы антенна-обтекатель. Показана возможность оценки диэлектрической проницаемости обтекателя по восстановленным составляющим поля на его внешней поверхности.

1. Введение

Методы ближней зоны давно вошли в практику экспериментального исследования антенн больших волновых размеров [1]. Такие антенны, как правило, имеют плоский излучающий раскрыв и узкую диаграмму направленности (ДН) и быстро спадающую мощность ближнего поля за границами раскрыва. Последним обусловлено применение, преимущественно, планарной схемы сканирования ближнего поля при испытаниях подобных антенн [2]. При этом угловой сектор достоверного восстановления ДН определяется известным равенством [1]

$$\beta = \pm \arctg \frac{L - D}{2d}, \quad (1)$$

где L – размер плоскости сканирования; D – наибольший линейный размер исследуемой антенны; d – расстояние от антенны (от плоскости решетки, например) до плоскости сканирования. Обычно антенна размещается под обтекателем или радиопрозрачным укрытием. Расстояние от наружной стенки обтекателя до раскрыва антенны может составлять, например, $2D$. Так как $d > 2D$, то для сохранения сектора β придется существенно увеличить L , что приведет к увеличению размеров сканера и, как следствие, может привести к увеличению погрешностей позиционирования.

Преодолеть эту трудность и упростить исследование характеристик системы антенна обтекатель при различных углах отклонения ДН антенны позволяет сферический сканер.

2. Теория

Обтекатель влияет на все характеристики размещенной под ним антенны [3,4]. экспериментальное исследование систем антенна – обтекатель предполагает определение характеристик излучения в дальней зоне испытываемой антенны без обтекателя, а затем – в системе антенна – обтекатель. Если поток излучаемой мощности направлен вдоль оси OX системы координат, связанной с антенной, то независимые составляющие амплитудного спектра плоских волн антенны ($A_y(k_y, k_z)$, $A_z(k_y, k_z)$) и системы антенна-обтекатель ($F_y(k_y, k_z)$, $F_z(k_y, k_z)$) с помощью сферического сканирования ближнего поля через амплитуды векторных сферических волн [5]

$$A_y(k_y, k_z) = -\frac{i}{\pi\sqrt{2\pi}k} \sum_{n=1}^N \sum_{m=-n}^n i^n \exp(im \arcsin \frac{k_y}{\sqrt{k^2 - k_z^2}}) (b_{nm} K_n^m(k_y, k_z) + a_{nm} \Omega_n^m(k_y, k_z)), \quad (2)$$

$$A_z(k_y, k_z) = \frac{i\sqrt{k^2 - k_z^2}}{\sqrt{k^2 - k_y^2 - k_z^2}} \frac{1}{\pi\sqrt{2\pi}k} \sum_{n=1}^N \sum_{m=-n}^n i^n \left(\frac{b_{nm}}{2} [(n-m+1)(n+m)P_n^{|m-1|}(k_z/k) - P_n^{|m+1|}(k_z/k)] + \right. \\ \left. + i\mu\omega m \frac{k P_n^{|m|}(k_z/k)}{\sqrt{k^2 - k_z^2}} a_{nm} \right) \exp(im \arcsin \frac{k_y}{\sqrt{k^2 - k_z^2}}), \quad (3)$$

$$F_y(k_y, k_z) = -\frac{i}{\pi\sqrt{2\pi}k} \sum_{n=1}^{N_{a.o.}} \sum_{m=-n}^n i^n \exp(im \arcsin \frac{k_y}{\sqrt{k^2 - k_z^2}}) (b'_{nm} K_n^m(k_y, k_z) + a'_{nm} \Omega_n^m(k_y, k_z)), \quad (4)$$

$$F_z(k_z, k_y) = \frac{i\sqrt{k^2 - k_z^2}}{\sqrt{k^2 - k_y^2 - k_z^2}} \frac{1}{\pi\sqrt{2\pi}k} \sum_{n=0}^{N_{a_o}} \sum_{m=-n}^n i^n \left(\frac{b'_{nm}}{2} [(n-m+1)(n+m)P_n^{|m-1|}(k_z/k) - P_n^{|m+1|}(k_z/k)] + \right. \\ \left. + i\mu\omega m \frac{k P_n^{|m|}(k_z/k)}{\sqrt{k^2 - k_z^2}} a'_{nm} \right) \exp(im \arcsin \frac{k_y}{\sqrt{k^2 - k_z^2}}), \quad (5)$$

где k – волновое число, μ – магнитная проницаемость среды, ω – круговая частота, $P_n^{|m-1|}(k_z/k)$ – присоединенный полином Лежандра, k_y и k_z – независимые проекции волнового вектора, $k_x = \sqrt{k^2 - k_y^2 - k_z^2}$, a_{nm} и b_{nm} – амплитуды векторных сферических волн испытываемой антенны, а a'_{nm} и b'_{nm} – системы антенна-обтекатель, определенные на основе измерений сферическим сканером, $N = kr_a + 10$, $N_{a_o} = kr_{a_o} + 10$, r_a и r_{a_o} – минимальные радиусы сфер, окружающие испытываемую антенну и систему антенна-обтекатель. $K_n^m(k_y, k_z)$ и $\Omega_n^m(k_y, k_z)$ определяются равенствами

$$K_n^m(k_y, k_z) = i \frac{mk^2}{k^2 - k_z^2} P_n^{|m|} + \frac{k_y k_z}{2\sqrt{(k^2 - k_z^2)(k^2 - k_y^2 - k_z^2)}} [(n-m+1)(n+m)P_n^{|m-1|}(k_z/k) - P_n^{|m+1|}(k_z/k)], \\ \Omega_n^m(k_y, k_z) = \frac{k\mu\omega}{\sqrt{k^2 - k_z^2}} \left(i \frac{k_y k_z m P_n^{|m|}(k_z/k)}{\sqrt{(k^2 - k_z^2)(k^2 - k_y^2 - k_z^2)}} - \frac{1}{2} [(n-m+1)(n+m)P_n^{|m-1|}(k_z/k) - P_n^{|m+1|}(k_z/k)] \right).$$

Зная амплитудные спектры, можно определить составляющие поля, падающего на обтекатель и в точках внутренней и наружной поверхности обтекателя. Например, для y – составляющей в центральной точке на оси обтекателя на внутренней стенке: $E_y(d_{\text{вн}}, 0, 0) = \int_{-k}^k \int_{-k}^k A_y(k_y, k_z) e^{-id_{\text{вн}}k} dk_y dk_z$, а на

наружной $E_y(d_{\text{нар}}, 0, 0) = \int_{-k}^k \int_{-k}^k F_y(k_y, k_z) e^{-id_{\text{нар}}k} dk_y dk_z$. Коэффициент прохождения

$T_{\text{ст}y}(0, 0) = E_y(d_{\text{нар}}, 0, 0) / E_y(d_{\text{вн}}, 0, 0)$, а диэлектрическая ε определяется с помощью итераций [6] из уравнения

$$T_{\text{ст}y}(0, 0) = \frac{1 - R^2}{1 - R^2 \xi^2} \xi, \quad (6)$$

где $R = (1 - \sqrt{\varepsilon}) / (1 + \sqrt{\varepsilon})$, $\xi = e^{-ik\sqrt{\varepsilon}d}$, d – толщина стенки обтекателя.

3. Заключение

Предлагаемый подход позволяет с помощью сферического сканирования определить характеристики излучения системы антенна-обтекатель во всей передней полусфере, определить коэффициенты прохождения обтекателя и оценить его диэлектрическую проницаемость.

Список литературы

1. Бахрах Л. Д., Кременецкий С. Д. и др. Методы измерения параметров излучающих систем в ближней зоне Л.: Наука, 1985. 272 с..
2. Kerns D. M. Plane-wave scattering-matrix theory of antennas and antenna-antenna interactions. Washington, U.S. Government Printing Office, 1981. 179 p..
3. Пригода В. А., Кокунько В. С. Обтекатели антенн летательных аппаратов. М.: Машиностроение, 1978. 288 с.
4. И. Е. Макушкин, А. Е. Дорофеев, А. Н. Грибанов, С. Е. Гаврилова, А. И. Синани Метод измерения угловых ошибок пеленга в системе «антенна-обтекатель» в области сканирования луча ФАР// Вестник Концерна ВКО «Алмаз-Антей». 2019. № 2. С. 7–24.
5. Кирпанев А. В., Лавров В. Я. Идентификация электромагнитных полей и ее применение. СПб.: СПбГУАП, 1999. 140 с.
6. Беляев А. А., Романов А. М. и др. Измерение диэлектрической проницаемости стеклосотопласта в свободном пространстве // Электронный журнал «ТРУДЫ ВИАМ». 2014. № 5.

Измерения радиоизлучения стримерных разрядов

¹Сысоев В. С., ¹Кузнецов Ю.А., ¹Сухаревский Д. И., ¹Наумова М.Ю., ¹Орлов А.И.,
¹Лепехин, ¹Швец Н.Н., ²Богатов Н. А. ²Гущин М.Е.

¹ФГУП Всероссийский научно-исследовательский институт технической физики
ВНИИЦ 900, Московская обл., 143500, г. Истра, ул. Заводская, 5, Россия
v.s.sysoev@vniitf.ru

²Институт прикладной физики РАН
Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Россия
bogatov@appl.sci-nnov.ru

Аннотация: На созданном специальном стенде в лабораторных условиях измерено радиоизлучение стримерных разрядов длиной 7 см, формирующихся в промежутке провод между двумя плоскостями. Измерения проводились с синхронными измерениями оптических и электрических параметров стримеров. Образование стримеров производилось в импульсно-периодическом режиме с помощью специально разработанного импульсного высоковольтного генератора. Измерения радиоизлучения осуществлялось с помощью спектроанализатора Agilent E4407B с полосой 9 kHz ÷ 27 GHz и измерительного приемника Tektronix RSA306 с полосой 9 kHz ÷ 6,2GHz. Синхронно измерены токи стримерного разряда.

1. Введение

С возникновения стримерных разрядов начинается зарождение и развитие разрядных процессов в грозовых облаках. Возникновение и развитие молниевое лидерного разряда (в том числе и межоблачного) также связано с этой формой электрического газового разряда. Стримерная форма присутствует и при развитии искрового разряда в длинных воздушных промежутках, на проводах линий высокого напряжения, в устройствах для генерации озона. Стримерный разряд при грозе создает область с пространственной ионизацией, влияющей на распространение СВЧ сигналов. С другой стороны, стримерные разряды сами являются источниками радиоизлучения (в мега и гигагерцовом диапазоне), что создает помехи устройствам связи, работающих в этих диапазонах.

В работе исследовалось радиоизлучение стримерных разрядов, генерируемых специально разработанным высоковольтным генератором, работающим в импульсно-периодическом режиме. Такой режим облегчал процесс регистрации радиоизлучения стримеров. Длина стримерных разрядов составляла 7 см. Применялась специальная измерительная радиотехника. Измерения проводились с одновременными синхронными регистрациями электрических и оптических характеристик стримерного разряда. Эксперименты проводились на уникальной научной установке ВНИИЦ 900 ФГУП "РФЯЦ-ВНИИТФ им. акад. Е. И. Забабахина" (г.Истра) <http://www.ckr-rf.ru/usu/73578/>.

2. Описание экспериментальной установки

Схема установки приведена на рис.1. К источнику высокого напряжения (ИВН) подключался промежуток тонкий провод между двумя плоскостями, в котором возникали стримерные разряды в импульсно периодическом режиме. Радиоизлучение попадало на приемную антенну и регистрировалось анализатором спектра и измерительным приемником. Одновременно регистрировалось оптическое излучение разряда и его электрические характеристики. Частота возникновения стримерных разрядов составляла 1 кГц.

3. Результаты измерений

На рис. 2. приведена статическая фотография искрового промежутка и пример регистрации спектра его радиоизлучения, измеренного с помощью спектроанализатора Agilent E4407B, (полоса 9 kHz ÷ 27 GHz). По горизонтали частота в логарифмическом масштабе.

Измерения показали, что максимальная мощность радиоизлучения стримерного разряда при измерениях в диапазоне 10 МГц ÷ 6 ГГц лежит в области 100 МВт. Наблюдается излучение в диапазоне 1 ÷ 3 ГГц, важном для СВЧ связи.

4. Заключение

Созданная установка позволяет исследовать радиоизлучение стримерных разрядов. При этом возможно проведение синхронных измерений оптических и электрических параметров радиоизлучающих стримеров.

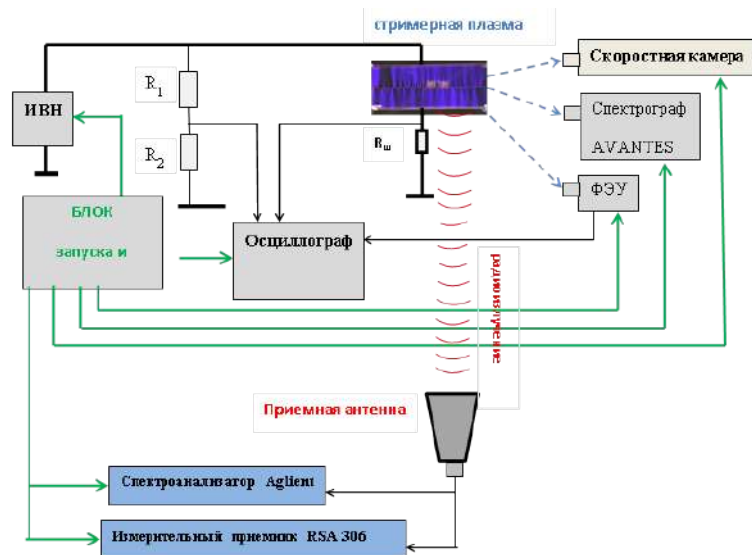


Рис. 1. Схема экспериментальной установки по измерению радиоизлучения стримерного разряда

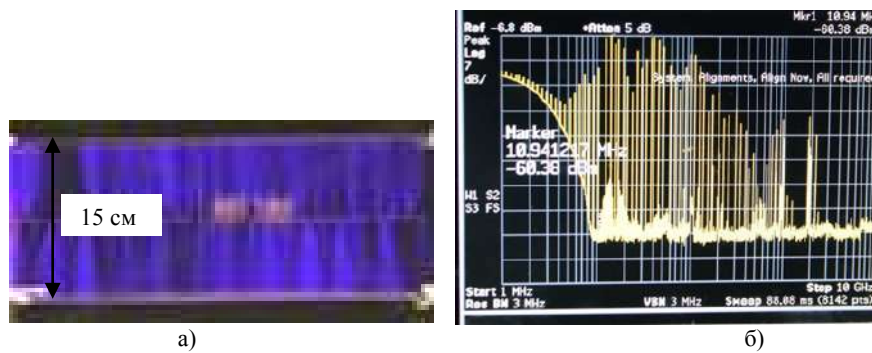


Рис. 2. Примеры измерений. а) – фото стримерных разрядов, б) спектр радиоизлучения

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда, грант № 19-19-00501.

Подавление дискретной ошибки ЧМ-высотомера малых высот с двойной частотной модуляцией

Захарченко В. Д.

Волгоградский государственный университет
г. Волгоград, 400062, Университетский просп. 100, Российская Федерация
zvd@Volsu.ru

Аннотация: Рассматривается задача повышения точности высотомера малых высот, работающего по принципу частотной модуляции. Анализируется вариант подавления «дискретной ошибки» высотомера путем использования дополнительной «медленной» частотной модуляции несущего колебания и усреднения результатов счета. Показано, что при ограничении на занимаемую полосу частот, линейная форма модуляции не является оптимальной. Предложен аналитический критерий эффективности формы дополнительной частотной модуляции, позволяющий производить их сравнительную оценку. Приведены результаты расчета погрешности, полученные математическим моделированием работы высотомера при различных формах модуляции.

1. Введение

Использование дополнительной «медленной» модуляции средней частоты зондирующего сигнала является одним из перспективных методов подавления «дискретной ошибки» ЧМ-дальномера. Достоинством такого метода является простота технической реализации, выражающаяся в минимальной доработке СВЧ тракта и регистрирующего устройства, которое должно работать в режиме усредняющего счета [1-3].

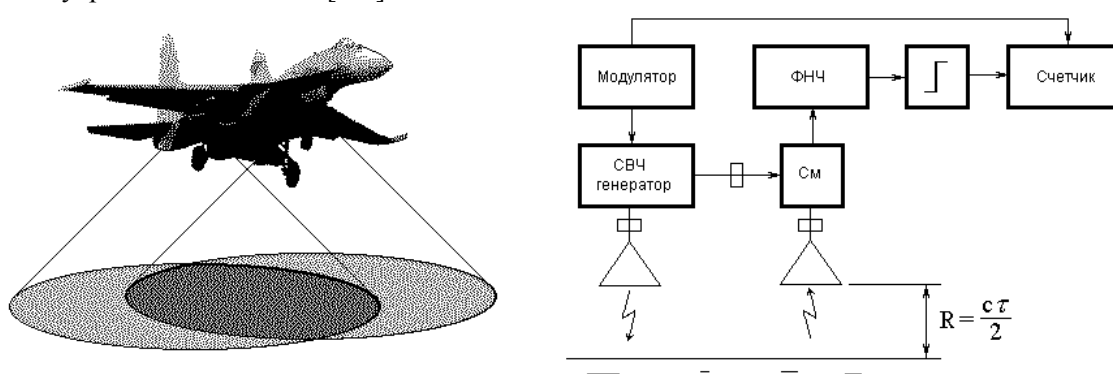


Рис. 1. Блок-схема ЧМ-высотомера малых высот

Наиболее просто основная частотная модуляция СВЧ генераторов реализуется при гармонической модулирующей функции. В схеме высотомера (рис.1) показания счетчика определяются числом перехода через нуль сигнала на выходе смесителя (См) за половину периода частоты основной модуляции. Зависимость величины показаний счетчика от измеряемой дальности (рабочая характеристика дальномера) показана на рис.2, который и поясняет происхождение «дискретной ошибки».

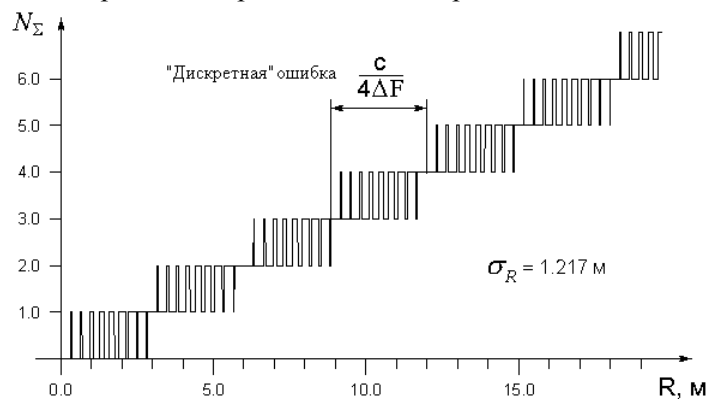


Рис. 2. Зависимость показаний счетчика от расстояния для ЧМ-высотомера с гармонической частотной модуляцией:

$f_0 = 450$ МГц, $\Delta f = 25$ МГц. Величина дискретной ошибки $\Delta R = 3$ м

2. Снижение дискретной ошибки: выбор формы дополнительной модуляции

Используя метод рандомизации по фазе несущего колебания можно показать, что для непрерывного счета с усреднением результата за достаточно большое число периодов частоты основной модуляции Ω , средний квадрат относительной погрешности составит [4]:

$$\tilde{\varepsilon}_{cp}^2 = \frac{2}{(\Delta\omega\tau)^2} \sum_{n=1}^{\infty} \chi_{\Omega}^2(n\tau) \frac{\sin^2(\Delta\omega n\tau)}{n^2}, \quad (1)$$

где $\chi_{\Omega}(\nu)$ - характеристическая функция закона распределения значений дополнительной частотной модуляции $F(t)$ на интервале $[-\Delta F, \Delta F]$. Такой подход позволяет возможность ввести оценку степени подавления дискретной ошибки K_{Ω} при «медленной» модуляции $F(t)$:

$$K_{\Omega} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} \text{sinc}^2(\Delta\omega n\tau)}{\sum_{n=1}^{\infty} |\chi_{\Omega}(n\tau)|^2 \text{sinc}^2(\Delta\omega n\tau)} > 1.. \quad (2)$$

В работе проводилось численное моделирование ЧМ-высотомера с двойной частотной модуляцией при следующих параметрах зондирующего сигнала: несущая частота -450 МГц; девиация частоты основной и дополнительной модуляции -25 МГц..

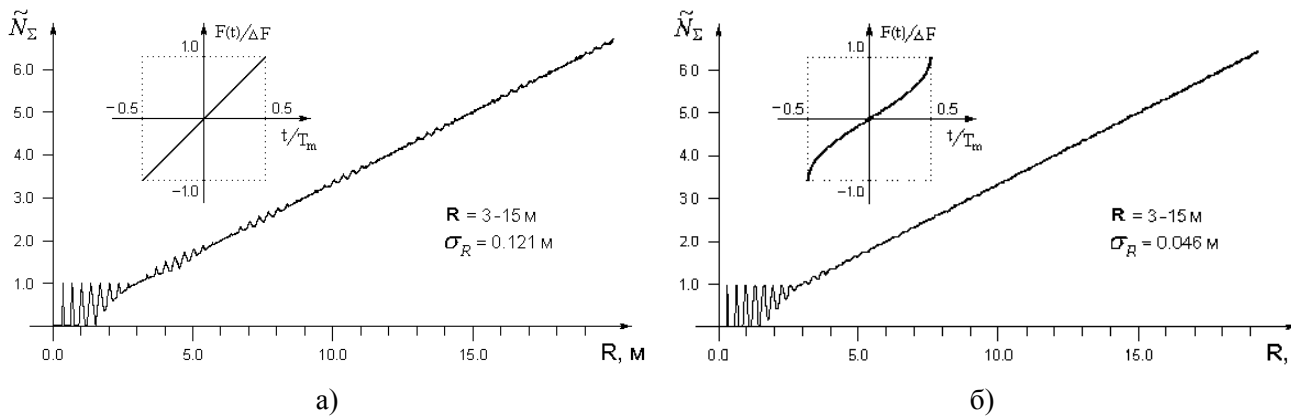


Рис. 3. Усредненные показания счетчика ЧМ-высотомера с двойной частотной модуляцией: линейная «медленная» модуляция (а) и модуляция по закону арксинуса (б)

Результаты моделирования, представленные на рис. 3, показывают, что величина среднеквадратического отклонения от прямой σ_R рабочей характеристики высотомера в диапазоне высот 3-15 м во втором случае (б) в ~3 раза ниже, чем при линейной дополнительной модуляции (а).

3. Заключение

Использование сложных видов «медленной» модуляции $F(t)$ с положительной третьей производной в начале координат и оптимизация в заданном диапазоне высот позволяет снизить среднюю погрешность измерения в 2-3 раза относительно линейной формы модуляции при той же занимаемой полосе частот. При этом реализация сложных видов модуляции не составляет трудностей при использовании средств бортовой компьютерной техники.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований и Администрации Волгоградской области (проект №19-47-340005-р_поволжье_а.

Список литературы

1. Астафьев Г. П., Шебшаевич В. С., Юрков Ю. А. Радиотехнические средства навигации летательных аппаратов. М.: Сов. радио, 1962. 962 с.
2. Кагаленко Б. В., Марфин В. П., Мещеряков В. П. Частотный дальномер повышенной точности // Измерительная техника. 1981. №11. С. 68-71.
3. Марфин В. П., Киселев А. И., Розенфельд Ф. З. Радиоволновый бесконтактный уровнемер повышенной точности // Измерительная техника. 1986. №6. С. 46-48.
4. Захарченко В. Д. Методы временного анализа для повышения точности и разрешающей способности систем обработки радиолокационных сигналов : дис...д-ра техн. наук: 05.12.04. Волгоград, 2002. 267 с.

Фазовая нестабильность опорных СВЧ-генераторов в системах стробоскопической обработки широкополосных радиосигналов

¹ Пак О. В., ² Захарченко В. Д.

¹ ООО «Аверия Электроникс»

г. Волгоград, ул. Качинцев, д. 39, 400010, Российская Федерация

oleg.pak86@gmail.com

² Волгоградский государственный университет

г. Волгоград, Университетский просп., 100, 400062, Российская Федерация

zvd@volsu.ru

Аннотация: В рамках линейной математической модели системы радиоимпульсного стробирования широкополосных радиосигналов проведен теоретический анализ влияния фазовой нестабильности опорных генераторов на трансформированный во времени входной сигнал. Показано, что флуктуации фазы проявляются в виде паразитной амплитудной модуляции полезного сигнала. Приведена теоретическая оценка эффективности работы стробоскопического преобразователя в зависимости от величины фазового шума. Приводятся сопоставление результатов теоретического анализа с данными полунатурного моделирования.

1. Введение

В последние годы ведется активная разработка систем, осуществляющих прием и последующую обработку широкополосных СВЧ-радиосигналов. Подобные сигналы наносекундной длительности характеризуются высокой разрешающей способностью по дальности, позволяющей формировать радиолокационный портрет цели, наряду с общей информацией о ее локализации в пространстве [1]. Такие сигналы также находят свое применение в рефлектометрии волноводных линий, при мониторинге дыхательной активности и параметров сердцебиения человека, системах ближней локации и др. [2]. Для регистрации таких сигналов необходимо осуществить сжатие спектра и перенос его в низкочастотную область для дальнейшей обработки. При наличии периодичности эту операцию сравнительно просто можно осуществить стробоскопическими методами [3].

2. Фазовые шумы СВЧ-генераторов в системах стробоскопической обработки широкополосных радиосигналов

Использование стробоскопических методов спектральной трансформации позволяет использовать низкочастотную аппаратуру для регистрации и обработки сигналов наносекундной длительности. Для осуществления трансформации во времени приемный тракт системы радиоимпульсного стробирования должен обеспечивать полную когерентность опорного и исследуемого сигналов. В реальных устройствах может наблюдаться ухудшение технических характеристик подобных систем из-за нарушения когерентности: уход частоты и фазы опорных СВЧ-генераторов, нестабильность задержек в приемном тракте, повышенный уровень собственных шумов генераторов и ряд других факторов, ограничивающих применение стробоскопических методов обработки радиосигналов. На рисунке 1 приведена математическая модель системы радиоимпульсного стробирования, представляющая собой коррелятор разностной частоты.

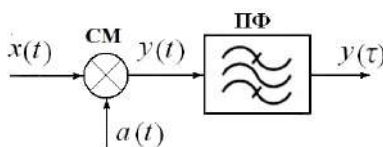


Рис. 1. Линейная математическая модель радиоимпульсного стробоскопического преобразователя:
СМ – смеситель радиосигналов, ПФ – узкополосный полосовой фильтр

В режиме радиоимпульсного стробирования в качестве опорного сигнала используется последовательность стробирующих радиоимпульсов $a(t)$. Рассмотрим следующие математические модели входного и стробирующего сигналов [4]:

$$\dot{x}(t) = \sum_{k=0}^N \dot{A}(t) e^{j\omega_0 t}; \quad \dot{a}(t) = \sum_{k=0}^N \dot{A}_1(t) e^{j\omega_1 t + \theta(t)}$$

Здесь $\dot{A}(t), \dot{A}_1(t)$ - огибающие; ω_0, ω_1 - несущие частоты; $\omega_0 - \omega_1 = \Omega \ll \omega_0, \omega_1$; $\theta(t)$ - случайный процесс, характеризующий фазовую нестабильность приемного тракта стробоскопического преобразователя. Полагая $\theta(t)$ стационарным нормальным процессом с нулевым средним, выходной сигнал системы радиоимпульсного стробирования асимптотически можно представить в следующем виде:

$$\dot{y}(\tau) = e^{j\Omega\tau} \sum_k \dot{K}_{xa}(kT/N) \dot{H}(\tau - kT) e^{-j\theta_k},$$

где $\dot{K}_{xa}(t)$ - комплексная огибающая функции взаимной корреляции сигналов $\dot{x}(t)$ и $\dot{a}(t)$; $\dot{H}(t)$ - огибающая узкополосного фильтра (ПФ) стробоскопического преобразователя, настроенного на низкую промежуточную частоту (Ω ; T - период повторения входного сигнала; $T_1 = T + \Delta T$; $\Delta T = T/N$ - шаг считывания; N - коэффициент спектральной трансформации ($N \gg 1$). Отсюда видно, что среднее значение $\dot{y}(\tau)$ определяется множителем $e^{-j\theta_k}$ и может быть записано в виде: $M[\dot{y}(\tau)] = \beta \dot{y}_0(\tau)$, где $\beta = \langle \exp(-j\theta_k) \rangle$, $\dot{y}_0(\tau)$ - сигнал системы радиоимпульсного стробирования в отсутствии фазовой нестабильности. Исследование влияния фазовой нестабильности опорных СВЧ-генераторов на стробоскопически преобразованный сигнал проводилось с использованием разработанного макета (рис. 2,а) системы радиоимпульсного стробирования[5].

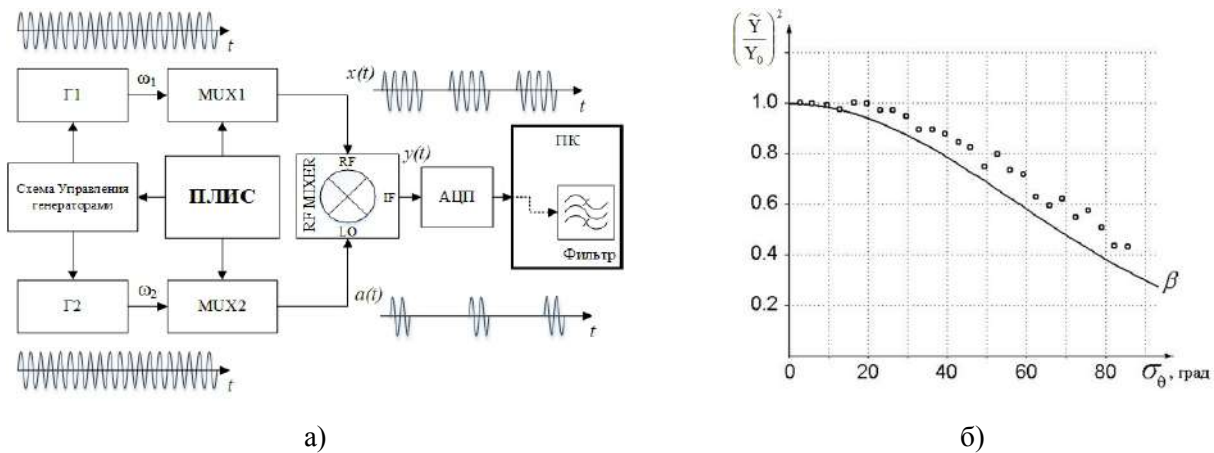


Рис. 2. Макет системы радиоимпульсного стробирования (а); квадратичная зависимость нормированного среднего уровня огибающей выходного сигнала от величины дисперсии фазового шума (б)

На рисунке 2,б приведена квадратичная зависимость нормированного среднего уровня огибающей $Y(t)$ выходного радиосигнала на низкой промежуточной частоте Ω при наличии фазовой нестабильности от величины дисперсии нормального процесса $\theta(t)$. Сплошной линией показана расчетная оценка, точками – результаты полунатурного моделирования.

3. Заключение

Таким образом, нарушение когерентности в системах радиоимпульсного стробирования проявляется в виде паразитной амплитудной модуляции трансформированного во времени сигнала. Устойчивость системы к фазовым флуктуациям можно повысить уменьшением шага считывания ΔT при одновременном сужении полосы пропускания полосового фильтра.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований и Администрации Волгоградской области (проект №19-47-340005-р_поволжье_a).

Список литературы

1. Zakharchenko V.D., Kovalenko I.G., Pak O.V. Estimate of sizes of small asteroids (cosmic bodies) by the method of stroboscopic radiolocation // Acta Astronautica. 2015. V.108. P. 57 - 61.
2. Биорадиолокация / под ред. А.С. Бугаева, С.И. Ивашова, И.Я. Иммолева. М.: Изд. МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2010. 396 с.
3. Найденев А.И. Трансформация спектра наносекундных импульсов. М.: Сов. Радио, 1973. 180 с.
4. Захарченко В.Д., Коваленко И.Г., Пак О.В., Рыжков В.Ю. Фундаментальные ограничения по когерентности зондирующих сигналов в задаче достижения максимальных разрешения и дальности при стробоскопической локации астероидов // Космические исследования. 2018. №3. С. 209 -217.
5. Захарченко В.Д., Пак О.В. Моделирование радиоимпульсного стробоскопического преобразователя // Методы и устройства формирования и обработки сигналов в информационных системах: Межвуз. сборник научных трудов. Рязань: РГРТУ. 2010. С. 5-8.

Экспериментальная оценка импульсных характеристик сверхширокополосных излучателей

¹ Бобрешов А. М., ¹ Усков Г. К., ^{1,2} Нескородов С. Е.,
¹ Кондратьев Д. П., ¹ Смусева К. В., ¹ Анохин Н. Ю.

¹ ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет»
394018, г. Воронеж, Университетская площадь, 1, Российская Федерация
smusevaz@gmail.com

² АО «Концерн «Созвездие»
394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, 14, Российская Федерация

Аннотация: В работе представлены результаты эксперимента по оценке поля различных излучателей во временной области, описана методика измерения излучения сверхширокополосных сигналов.

1. Введение

В настоящее время полоса рабочих частот СШП устройств возрастает. Классические методы измерения характеристик антенн в частотной области становятся более громоздким и требующими больших затрат на специализированное оборудование и помещение. Большую актуальность приобретает анализ излучающих и приемных характеристик во временной области [1], используя сверхкороткие импульсы. Это позволяет рассматривать весь частотный диапазон одновременно, а также легко исключить из принятого сигнала импульсы, соответствующие преотражениям от различных объектов.

В работе показаны результаты экспериментального возбуждения различных излучателей сверхширокополосным импульсом и их излучение.

2. Измерения

В ходе эксперимента были проведены измерения нескольких излучателей: тонкого симметричного вибратора длиной 1.2 м, биконического излучателя, описанного в работе [3], симметричного вибратора длиной 1.5 м с одной диэлектрической вставкой в каждом плече. Рабочая полоса резонансных излучателей начиналась с 80 МГц, а для биконической антенны с 200 МГц. В качестве приемной антенны использовалась измерительная антенна ETS-Lindgren Model 3142D BiConiLog Antenna.

Измерение проводилось методом вышки [4] в дальней зоне. Антенны были расположены на диэлектрических мачтах высотой 4 м на расстоянии 15 м друг от друга. На излучающую антенну подавался сверхкороткий импульсный сигнал длительностью 250 пс с генератора, описанного в работе [5]. Сигнал с приемной антенны снимался с помощью осциллографа Agilent DCA-X 86100D с полосой пропускания 20 ГГц. По результатам эксперимента был проведен расчёт импульсных характеристик антенн при излучения сверхширокополосных сигналов.

3. Заключение

Проведены измерения излученного поля симметричного вибратора, вибратора с диэлектрической вставкой и биконического излучателя во временной области. В пространстве импульсных характеристик оценены основные закономерности излучения сверхширокополосных сигналов конкретными антеннами, проведено сравнение полученных результатов с известными моделями излучения.

Список литературы

1. Ковалев И. П. Пономарев Д. М. Анализ процессов излучения и приема импульсных сигналов во временной области. – М.: Рикел: Радио и связь, 1996. – 107с
2. Надененко С. И. Антенны. — М.: Связьиздат, 1959. — 552 с.
3. Бобрешов А.М., Серегина Е.А., Смусева К.В., Усков Г.К. Методики улучшения направленных свойств апертурных приемных элементов пеленгационной решетки // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2019. Т. 22. № 4. Ч. 1. С. 42–47.
4. Методы измерения характеристик антенн СВЧ / под ред. Н.М. Цейтлина. М.: Радио и связь. 1985.
5. Генератор сверхкоротких импульсов с длительным накоплением и обострителем на основе диода с накоплением заряда / А. М. Бобрешов, А. С. Жабин, А.Д. Рязанцев, В. А. Степкин, Г. К. Усков // Радиотехника. – 2018. – № 3. – С. 75–79.

Радиочастотный метод измерения положения границы раздела двух веществ в резервуаре с повышенной точностью

Совлуков А. С.

Институт проблем управления им. В.А.Трапезникова РАН
г. Москва, ул. Профсоюзная, 65, 117997, Российская Федерация
sovlukov@yandex.ru

Аннотация: Рассматривается радиочастотный метод определения положения границы раздела двух веществ, находящихся в каком-либо резервуаре одно над другим и образующих плоскую границу раздела, характеризуемый инвариантностью к электрофизическим параметрам обоих веществ. Реализация метода осуществима с применением одного отрезка длинной линии с горизонтальным оконечным участком и организацией на его основе трех измерительных каналов.

Наряду с высокоточным измерением уровня различных веществ в резервуарах, во многих отраслях промышленности необходимо с высокой точностью определять положение границы раздела двух веществ, находящихся в каком-либо резервуаре одно над другим и образующих плоскую границу раздела, в частности двух несмешивающихся жидкостей с разной плотностью.

Для этой цели применимы радиочастотные методы и средства измерений, характеризуемые применением отрезков длинных линий (коаксиальной линии, двухпроводной линии и др.) в качестве чувствительных элементов. Такой отрезок длинной линии размещается вертикально в резервуаре с контролируруемыми веществами, образующими в резервуаре плоскую границу раздела. Измеряя какой-либо его информативный параметр, в частности, резонансную частоту электромагнитных колебаний, можно определить положение границы раздела двух сред. Недостатком таких методов и средств измерения является невысокая точность измерения, обусловленная зависимостью результатов измерения от электрофизических параметров контролируемых веществ.

Рассмотрим применение данного подхода, базирующегося на использовании отрезков длинной линии, к решению с повышенной точностью задачи измерения положения границы раздела двух веществ. При этом обеспечивается инвариантность результата определения положения границы раздела веществ к электрофизическим параметрам обоих веществ, образующих границу раздела.

Для осуществления данного метода измерений положения границы раздела двух веществ 1 и 2 возможно использование только одного отрезка длинной линии 3 с горизонтальным участком 4 фиксированной длины z_0 на его конце, размещаемого в резервуаре с веществами вертикально и заполняемого ими в соответствии с положения их границы раздела (рис. 1). При этом горизонтальный участок 4 отрезка длинной линии 3 заполняется контролируемым веществом 1 скачкообразно и опорожняется при, соответственно, поступлении вещества в резервуар и его удалении из резервуара.

С помощью высокочастотного генератора в электронном блоке 5 отрезок длинной линии возбуждают последовательно на трех *ТЕМ*-типах колебаний, в частности гармониках, характеризующихся значениями кратности относительно основной резонансной частоты, соответствующей 1-ой гармонике. При этом в точке с нулевым значением координаты z обеспечивается наличие разных эквивалентных нагрузок за счет создания разного распределения электромагнитной энергии вдоль всей длины отрезка длинной линии с оконечным горизонтальным участком.

В электронном блоке 5 осуществляют также измерение трех резонансных частот электромагнитных колебаний, соответствующих указанным типам колебаний, и их совместное преобразование с целью определения положения границы раздела двух веществ 1 и 2 в резервуаре независимо от значений диэлектрической проницаемости обоих веществ 1 и 2. При применении отрезка длинной линии, по меньшей мере, один из проводников которой покрыт диэлектрической оболочкой определенной толщины, возможно измерение положения границы раздела двух веществ с произвольными электрофизическими параметрами (диэлектрической проницаемости, электропроводности) независимо от их значений для обоих веществ.

Таким образом, данный радиочастотный метод позволяет с высокой точностью определять положение границы раздела двух веществ, находящихся в каком-либо резервуаре одно над другим, независимо от электрофизических параметров обоих веществ, образующих границу раздела. Этот метод достаточно прост в реализации, которая осуществима на основе одного отрезка длинной линии с горизонтальным оконечным участком.

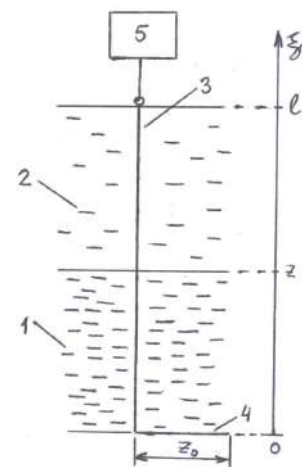


Рис. 1. Отрезок длинной линии с горизонтальным участком на его конце, размещаемый вертикально в резервуаре с двумя веществами

Обработка и анализ сигналов дистанционных СВЧ датчиков вибрации с квадратурным преобразованием

Хаблов Д. В.

Институт проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН
ул. Профсоюзная, д. 65, Москва, 117997, Россия
dkhablov@mail.ru

Аннотация: В работе описан перспективный метод бесконтактной диагностики вибраций на основе использования доплеровских СВЧ датчиков. Используется активное облучение объекта электромагнитными волнами и выделение изменений фазы с использованием двухканальной квадратурной обработки принимаемого отраженного сигнала. Рассмотрены режимы дальнейшего тонкого анализа результирующего сигнала с помощью спектральных или вейвлетных преобразований в зависимости от характера действующей вибрации.

1. Введение

Механические колебания (вибрации) практически всегда сопутствуют работе динамических объектов, представляющих из себя, как правило, совокупность движущихся механизмов. Очевидно, существует корреляционная связь между этими процессами, что создает предпосылки для создания системы непрерывного контроля их состояния непосредственно в процессе функционирования.

Когда недоступен или невозможен контакт с динамическим объектом, можно использовать только бесконтактные методы измерения вибраций. Достоинством этих методов является отсутствие механического воздействия на объект и малая инерционность, что позволяет получать информацию на различных расстояниях, в условиях низких и высоких температур, давлений, из замкнутых и герметичных объемов, от элементов в агрессивных и взрывоопасных средах. Отсутствие механического влияния позволяет измерять вибрацию легких поверхностей, лопастей турбин и прочих объектов, куда невозможно прикрепить контактные датчики.

Радиоволновые бесконтактные методы также при этом являются безынерционными и допускают прямое измерение таких параметров вибрации, как перемещение, линейную скорость и ускорение. Они могут быть использованы на расстояниях от сантиметров до нескольких метров в условиях отсутствия или плохой оптической прозрачности, при высоких температурах, для объектов различной формы и материалов поверхностей, в том числе и находящихся в герметических радиопрозрачных контейнерах, а также за стенками. Частотный диапазон измерения вибрации при этом, как и для любого волнового метода начинается практически от нуля герц. Радиоволновые методы СВЧ диапазона кроме всего прочего обладают наибольшей надежностью и низкой стоимостью и, таким образом, по совокупности достоинств имеют широкую сферу применения для измерения параметров вибрации.

2. Принцип действия СВЧ датчика вибрации

Если поверхность перемещается или вибрирует со скоростью v в радиальном направлении по отношению к направлению излучения радиоволн с частотой f_0 , то отраженный сигнал $R(t)$ изменит свою частоту и фазу в соответствии с формулой:

$$R(t) = \cos 2\pi[(f_0 \pm 2v/\lambda)t + \varphi_2], \quad (1)$$

где $\lambda = c/f_0$ – длина волны электромагнитного колебания, c – скорость света, φ_2 – фаза отраженной волны, зависящая от расстояния, отражающих свойств поверхности и фазового шума. Доплеровская частота вибрации $f_D = 2vf_0/c$, частота принимаемого сигнала равна $f_0 \pm f_D$, а собственно выходной сигнал после фазового детектирования сигналов (1) будет соответствовать выражению:

$$R_\varphi(t) = \cos(\pm 2\pi f_D t + \Delta\varphi). \quad (2)$$

Сигнал вибрации обычно равен перемещению много меньшему длины волны излучения λ , поэтому чтобы получить максимальную чувствительность и работать на линейном участке фазовый сигнал (3) должен быть смещен в окрестность нуля. Для этого фаза $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ должна быть скомпенсирована или выбором суммарным удвоенным расстоянием между отражающей пластиной и смесителем (оно должно быть кратно числу полуволн), или иным способом (например, с помощью фазовращателя). Тогда фаза отраженного сигнала $\varphi(t)$ приобретает модуляцию линейно связанную с законом плоскопараллельных колебаний вибрирующей поверхности $x(t)$.

$$\varphi(t) = [x(t)4\pi]/\lambda \quad (3)$$

Работа датчика осуществляется следующим образом. Электромагнитные волны СВЧ с длиной волны $\lambda = c/f_0$ направляются антенной А1 в направлении вибрирующей поверхности ВП, отражаются от неё и принимаются приемной антенной А2. Затем принимаемые волны преобразуются в комплексный вид благодаря использованию двухканальной схемы демодуляции, в одном плече которой реализуется добавление фазы в 90° за счет использования линии задержки $\lambda/4$. Такая схема позволяет реализовать преобразование сигнала в аналитической форме. В результате, с выходов смесителя на вход МП поступают квадратурные сигналы $I(t)$ и $Q(t)$ с амплитудами A_1 и A_2 в относительных единицах:

$$I(t) = A_1 \sin[\varphi(t)]; \quad Q(t) = A_2 \cos[\varphi(t)],$$

где $\varphi(t)$ – мгновенное значение фазы отраженного сигнала, которое, при достижении равенства амплитуд $A_1 = A_2 = A$, можно вычислить по формуле:

$$\varphi(t) = \arctg[I(t)/Q(t)]$$

Поскольку эта фаза связана с перемещением вибрирующей поверхности $x(t)$ и λ выражением (3), получим уравнение для определения перемещения в метрах при вибрации:

$$x(t) = \lambda \times \arctg[I(t)/Q(t)]/4\pi.$$

3. Обработка и анализ сигналов вибрации

При обработке стационарных сигналов наподобие вращения сверлильного станка при оценке степени износа подшипника качения используется обычное спектральное преобразование Фурье с оценкой величины характерных гармоник, как например, на Рис.1. При нестационарном характере

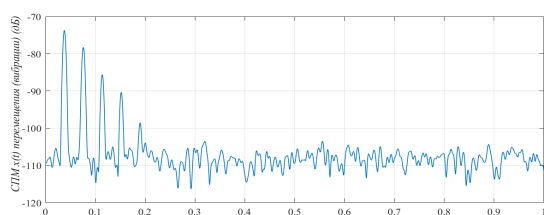


Рис. 1. Спектр плотности мощности сигнала вибрации

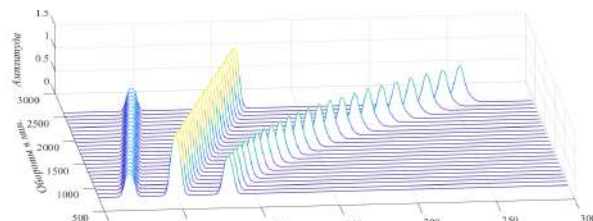


Рис. 2. Кратковременное преобразование Фурье сигнала вибрации

сигнала вибрации применяется кратковременное преобразование Фурье (STFT). При использовании для более точной диагностики желательно использовать непрерывное вейвлет-преобразование (CWT), поскольку оно позволяет получать высокое разрешение и по частоте по времени. Для машинного обучения автоматической диагностики предпочтительно использовать дискретное вейвлет-преобразование (DWT) в пакетном варианте как более экономное.

4. Заключение

Предложена система измерения вибраций на основе доплеровского СВЧ датчика непрерывного излучения с частотой 24 ГГц. Для обработки сигнала использована система квадратурной обработки принимаемого сигнала с автоматической подстройкой каналов по равенству модуля сигнала единице. В результате система измеряет перемещение объекта как прямой параметр вибрации непосредственно в единицах длины без калибровки. В качестве анализа используется микропроцессор с функциями БПФ (FFT) как базовом варианте, SFTF – для нестационарных процессов и для машинного обучения – процедура DWT пакетном варианте.

Список литературы

1. Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Радиоволновые измерения параметров технологических процессов. М.: Энергоатомиздат, 1989. С. 124-162.
2. Moll J., Bechtel K., Krozer V. Mechanical vibration sensing for structural health monitoring using a millimeter-wave Doppler radar sensor // 7th European Workshop on Structural Health Monitoring July 8-11, 2014? Nantes, France, P. 1802-1808.
3. Хаблов Д.В. The direct continuous wavelet transformation in the processing of radio-wave sensor signals// Measurement Techniques. 2013. Vol. 56, No. 5. С. 510-516.

Газовый датчик на основе СВЧ электродинамического резонатора¹

¹Зайцев Б. Д., ¹Семенов А. П., ¹Теплых А. А., ¹Бородина И. А.

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

Аннотация: В данной работе описывается новый газовый датчик, основанный на электродинамическом резонаторе, выполненном на отрезке прямоугольного волновода с размером 28×12 мм². С одной стороны резонатор ограничен емкостным штырем с регулируемым зазором, с другой стороны – пластиной ниобата лития толщиной 0.5 мм. Для резонатора характерны два резонанса на частотах ~5.9 и 7.3 ГГц. На наружной стороне пластины нанесена пленка хитозана ацетата толщиной 30 мкм. Конец волновода, содержащий пластину ниобата лития с пленкой хитозана, располагался в герметичной камере с исследуемым газом. С другой стороны резонатор подключался к измерителю S параметров типа E5071C, работающему в режиме измерения частотной зависимости коэффициента отражения S_{11} . В качестве исследуемого газа использовалась смесь воздуха с аммиаком. Построена зависимость коэффициента отражения от концентрации аммиака для каждого резонанса. Показано, что при изменении концентрации аммиака от 0 до 0.15% коэффициент отражения изменился на 5 дБ. Резонансные частоты при этом практически не изменились.

1. Введение

В связи с ухудшаемой экологической обстановкой в мире проблема контроля чистоты воздуха является крайне актуальной. Поэтому исследователи обращают особое внимание к разработке различных газовых датчиков. В настоящее время наибольшее распространение получили резистивные [1,2] и акустические [3] датчики, включающие в качестве основного элемента газочувствительный слой, свойства которого меняются в присутствии газа. В качестве газочувствительных слоев используются как полупроводниковые пленки [1], так и органические покрытия [2,3]. Недавно было обнаружено, что пленки хитозана увеличивают свою электрическую проводимость на 2 порядка при концентрации аммиака в пределах 0 – 0.15% [3]. В настоящей работе описан новый тип газового датчика, основанный на резонаторе, выполненном из отрезка прямоугольного волновода. С одной стороны резонатор ограничен регулируемым емкостным штырем, с другой стороны – пластиной ниобата лития с газочувствительной пленкой хитозана.

2. Описание датчика, методики измерения и полученных результатов

Схема датчика представлена на рис.1. Основой датчика являлся резонатор на основе прямоугольного волновода (4) с размерами 28×12 мм². С одной стороны резонатор был ограничен емкостным штырем (5) с переменной глубиной погружения. С другой стороны резонатора располагалась пластина ниобата лития (3) толщиной 0.5 мм с газочувствительной пленкой хитозана ацетата (2). Выбор ниобата лития связан с большой диэлектрической проницаемостью (~40). Резонатор подключался к измерителю S параметров E5071C (Agilent, USA), работающему в режиме измерения частотной зависимости коэффициента отражения S_{11} . Были обнаружены два резонансных пика с частотами ~5.9 и 7.3 ГГц. Эти резонансы, имеющие добротность ~1500, соответствовали ситуациям, когда на отрезке волновода от штыря до пластины ниобата лития укладывались одна и две полуволны, соответственно. Коэффициент отражения в обоих случаях составил величину ~30 дБ, что соответствовало коэффициенту стоячей волны ~1.1. Пленка хитозана толщиной 30 мкм, полученная путем высыхания водного раствора хитозана ацетата, была приклеена к пластине ниобата лития специальным лаком. Этот конец волновода размещался в герметичной газовой камере (1).

В газовую камеру устанавливался контейнер с 10% нашатырным спиртом, контейнер закрывался, и камера постепенно заполнялась аммиаком. Измерение частотных зависимостей коэффициента отражения S_{11} осуществлялись через каждые 15 минут. Была рассчитана зависимость концентрации аммиака (отношение массы аммиака к массе воздуха) по известному объему камеры (1200 мл) и по известной площади открытой поверхности нашатырного спирта (20 см²) [3]. По этой зависимости были построены зависимости коэффициента отражения от концентрации аммиака для каждого пика. Эти зависимости представлены на рис. 2. Видно, что с ростом концентрации абсолютная величина коэффициента отражения в дБ увеличивается (а по амплитуде соответственно уменьшается).

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-07-00300.

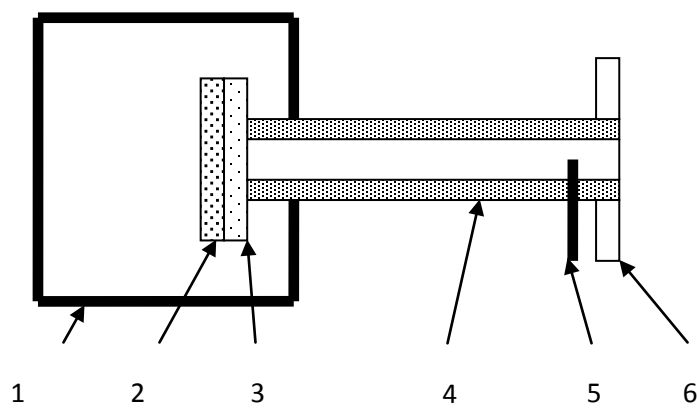


Рис. 1. Схема датчика: 1 — газовая камера, 2 — пленка хитозана, 3 — пластина ниобата лития, 4 — волновод, 5 — емкостный штырь, 6 — волноводный фланец

При этом частота резонансов оставалась постоянной с точностью 0.04%. При изменении концентрации аммиака от 0 до 0.15% величина коэффициента отражения изменилась на 5 дБ.

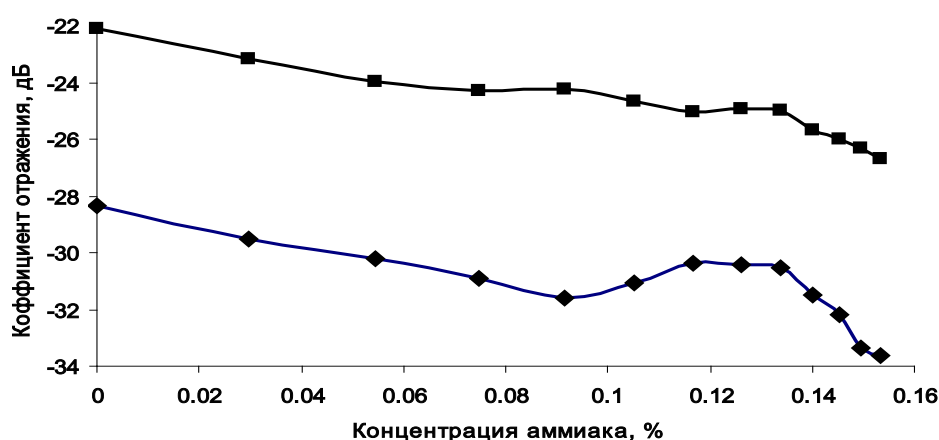


Рис. 2. Зависимость коэффициента отражения от концентрации аммиака. Верхняя и нижняя кривые соответствуют резонансам с частотами 7.3 и 5.9 ГГц

После окончания измерений и удаления контейнера с нашатырным спиртом, показания датчика вернулись к исходным значениям в течение 1—2 мин.

3. Заключение

Таким образом, в работе представлен газовый датчик, основанный на электродинамическом СВЧ резонаторе, включающим газочувствительную пленку хитозана. Построена зависимость коэффициента отражения для двух наблюдаемых резонансов от концентрации аммиака в газовой камере. Такой резонатор позволяют анализировать взрывоопасные и легковоспламеняющиеся газы ввиду отсутствия контактов с электрическим напряжением, способных создать электрическую искру.

Авторы благодарны Федорову Ф.С. из Сколковского института науки и технологии за предоставление порошка хитозана и за полезные консультации.

Список литературы

1. Bannov, A.G., Prášek, J., Jašek, O. and Zajíčková, L. Investigation of pristine graphite oxide as room-temperature chemiresistive ammonia gas sensing material // *Sensors*. 2017. Vol. 17. P. 320.
2. Suginta, W., Khunkaewla, P., Schulte, A. Electrochemical biosensor applications of polysaccharides chitin and chitosan // *Chem. Rev.* 2013. Vol. 113. P. 5458–5479.
3. Zaitsev B.D., Teplykh A.A., Fedorov F.S., Grebenko A.K., Nasibulin A.G., Semyonov A.P., Borodina I.A. Evaluation of elastic properties and conductivity of chitosan acetate films in ammonia and water vapors using acoustic resonators // *Sensors*. Vol. 20. №3. P. 2236.

Переносной широкополосный измеритель интегрального значения модуля коэффициента отражения различных физических сред в диапазоне микроволн

Филатов А. В., Лошилов А. Г., Сердюков К.А., Новикова А. А.

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники

ул. Ленина, 50, Томск, 634000, Россия

filsash@mail.ru

Аннотация: Рассмотрен измеритель модуля коэффициента отражения различных материальных объектов в широкой полосе частот с использованием зондирующего шумового сигнала низкой интенсивности, принцип работы которого основан на модификации нулевого метода измерений. Проведен анализ работы с учетом реальных характеристик используемых высокочастотных узлов и элементов и получены формулы для оценки отклонения измеренных абсолютных значений коэффициента отражения в единицах измеряемой величины.

Знания о модуле коэффициента отражения в микроволновом диапазоне и широкой полосе частот требуются в таких сферах исследовательской деятельности, как определение отражательных свойств искусственных и естественных покрытий и материалов различных конструкций [1-3], в ходе калибровки тепловых широкоапертурных излучателей для обеспечения единства измерений радиоярких температур космических и земных объектов [4], при неинвазивном восстановлении решений обратных задач толщины слоев кожи и жира биологической ткани в ходе дистанционного измерения глубинной температуры тела человека и животных [5, 6] и т.д.

В данной работе рассмотрен измеритель значения модуля коэффициента отражения и проведен анализ его работы с учетом реальных характеристик используемых в нем высокочастотных узлов и элементов, вывод расчетных соотношений для оценки пределов отклонений измерений от абсолютных значений коэффициента отражения при различных сочетаниях наиболее значимых параметров узлов, определение параметров элементов, для которых эти отклонения не превышают заданную величину.

На рис. 1 приведена структурная схема измерителя модуля коэффициента отражения по мощности различных материальных сред в широкой полосе высоких частот, в основе работы которого применен нулевой метод микроволновой радиометрии. Синхронное выполнение в измерителе двух видов импульсной модуляции – амплитудной и широтной, позволяет устранить влияние на измерения дрейфа и флуктуаций коэффициента усиления измерительного тракта и вариаций сигнала широкополосного генератора шума. Согласно принципа работы измерителя длительность импульса управления широтно-импульсной модуляцией $t_{\text{ШИМ}}$ связана с коэффициентом отражения R простым линейным соотношением:

$$R = \frac{t_{\text{ШИМ}}}{t_{\text{АИМ}}}, \quad (1)$$

где $t_{\text{АИМ}}$ – длительность импульса управления амплитудно-импульсной модуляцией неизменной величины. В результате авторегулирования нулевого баланса в измерителе, в зависимости от отражательных свойств исследуемого объекта значения длительности $t_{\text{ШИМ}}$ изменяются от нуля до длительности $t_{\text{АИМ}}$ соответственно при отсутствии отражения и при полном отражении, когда коэффициент R в абсолютной форме принимает значения нуля и единицы. Длительность импульса $t_{\text{ШИМ}}$ достаточно просто преобразовывается в цифровой код и это позволило представить абсолютные значения модуля коэффициента отражения в цифровой форме без использования стандартных аналого-цифровых преобразователей.

Уравнение получено в предположении, что во входном блоке применены высокочастотные элементы без потерь при идеальном их согласовании.

В работе получена математическая модель для определения коэффициента отражения с учетом не идеальностей высокочастотных элементов:

$$R = \frac{\gamma\beta t_{\text{ШИМ}} - \beta_1 t_{\text{АИМ}} - \alpha^2 (1 - \beta - \beta_1) R_A (\beta t_{\text{АИМ}} - \gamma\beta_1 t_{\text{ШИМ}})}{\alpha^2 \eta^2 (1 - \beta - \beta_1) (1 - R_A)^2 (\beta t_{\text{АИМ}} - \gamma\beta_1 t_{\text{ШИМ}})}. \quad (2)$$

Здесь потери в антенне выражены через коэффициент полезного действия η . Рассогласование антенны с линией передачи электромагнитной энергии представлено модулем коэффициента отражения по мощности R_A в месте подключения антенны к линии, ослабляющей сигнал с коэффициентом α . Конечную направленность ответвителя учитывают коэффициенты β и β_1 передачи сигнала генера-

тора шума из основного канала во вспомогательный в прямом и обратном направлениях соответственно.

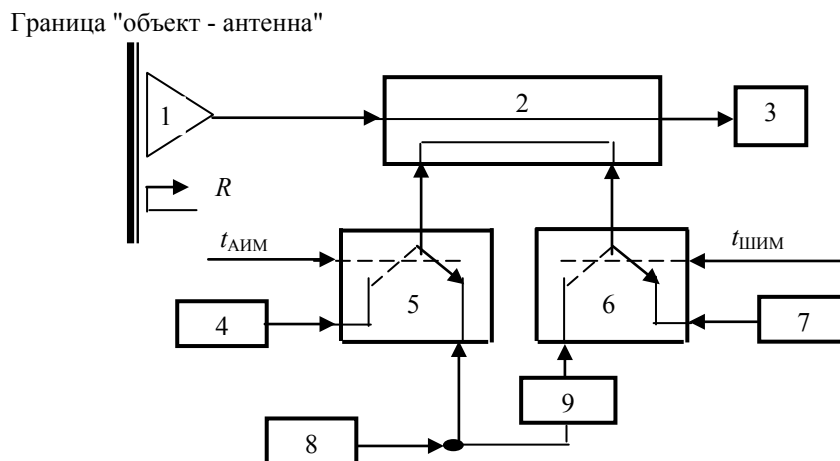


Рис. 1. Структурная схема измерителя модуля коэффициента отражения. 1 - широкополосная антенна аппликаторного типа, 2 – направленный ответвитель, 3- радиометрический приемник, 5, 6 – высокочастотные переключатели, 4, 7 – согласованные нагрузки, 8 – генератор шума, 9 – аттенюатор

Численный анализ формулы показал, что отклонения значений коэффициента отражения в абсолютных единицах наиболее сильно выражены на краях диапазона и для нижней границы, на которой коэффициент отражения равен нулю, это отклонение (неисключенная систематическая ошибка) имеет отрицательный знак (ниже нуля), а для верхней, где коэффициент отражения равен единице, – положительный (больше единицы). Причем по модулю величина отклонения для верхней границы диапазона измерений больше, чем для нижней.

Как было установлено, основной вклад в такую разницу оценок пределов измерения внесло вызванное элементами тракта затухание сигнала генератора шума при его распространении после направленного ответвителя в сторону антенны. Чтобы учесть это затухание, в измеритель введен регулируемый аттенюатор, который ослабляет сигнал генератора, когда он через ответвитель поступает на вход радиометрического приемника.

Настройка аттенюатора производится в ходе калибровки, после которой отклонение передаточной характеристики от идеальной, вызванное элементами высокочастотного тракта, принимает наибольшее значение на нижней границе диапазона и находится из приближенной формулы:

$$\delta R_0 \approx -\frac{\beta_1}{\beta} - R_A. \quad (3)$$

Таким образом, калибровка измерителя по одному эталону (отражателю) позволяет существенно снизить отклонение характеристики измерителя от идеальной, которое для верхнего значения шкалы равно нулю, а для нижнего значения определяется качеством направленного ответвителя и согласованием антенны с линией передачи во всей полосе рабочих частот.

Список литературы

1. Щёлокова А.В., Мельчакова И.В., Слободжанюк А.П., Янковская Е.А., Симовский К.Р., Белов А.П. Экспериментальные реализации маскирующий покрытий // Успехи физических наук. 2015. Т. 185, №2. С. 181-206.
2. Дьяконова О.А., Казанцев Ю.Н., Маречек С.В., Воронин И.В., Горбатов С.А. Методы и средства для измерения коэффициентов отражения от плоских образцов на миллиметровых, сантиметровых и дециметровых волнах // Приборы и техника эксперимента. 2011. №2. С. 51-57.
3. Мироньчев А.С., Клоков А.В., Горст А.В. Широкополосные измерения отражательных свойств искусственных и естественных радиоматериалов // 24-я международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" (КрыМиКо 2014). Севастополь, 7–13 сентября 2014. Материалы конференции. Севастополь: Вебер, 2014. Т. 2. С. 702-703.
4. Арсаев И.Е., Юрчук Э.Ф. Метод и аппаратура для прецизионных измерений коэффициента поглощения микроволновых широкоапертурных излучателей в свободном пространстве // Измерительная техника. 2011. №3. С. 62-66.
5. Маречек С.В., Поляков В.М. Возможности оценки приповерхностной структуры биологической ткани по измерению коэффициента отражения на отдельных частотах СВЧ-диапазона // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. 2005. №11-12. С. 4-11.
6. Asimakis N.P., Karanasiou I.S., and Uzunoglu N.K. Non-invasive microwave radiometric system for intracranial applications: a study using the conformal L- notch microstrip patch antenna // Progress In Electromagnetics Research. 2011. V. 117. P. 83-101.

Разработка и исследование измерительного приемника сантиметрового диапазона волн

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

Уральский федеральный университет имени первого президента России
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
@ Автор для переписки, e-mail: pit_pit2@mail.ru

Аннотация: В данной работе рассматриваются вопросы проектирования и исследования параметров измерительного приемника сантиметрового диапазона волн обеспечивающего в большом динамическом диапазоне контроль уровня и параметров модуляции принимаемого сигнала. Разработка и применение измерительного приемника обусловлена необходимостью автоматизации и снижения затрат процесса производства и испытаний радиоэлектронной аппаратуры.

1. Введение

При контроле параметров передаточной аппаратуры сантиметрового диапазона часто возникает необходимость измерений основных параметров передающего тракта в производственных и полевых условиях, когда отсутствует возможность использования стандартного измерительного оборудования [1-3]. Область применения таких приемников весьма широка: приборы медицинского назначения, контроля телевизионных трактов, датчики электромагнитного поля, исследования диэлектрических свойств материалов [4-8]. Уровень развития современной элементной базы позволяет решить задачу создания измерительного приемника, функционирующего в частотном диапазоне до 10 ГГц на основе применения интегральных компонентов.

2. Разработка схемы и методика измерений

Традиционным вариантом построения приемников сантиметрового диапазона является применение супергетеродинной схемы [4].

В качестве альтернативного решения был разработан приемник прямого усиления с автоматической регулировкой усиления, выполненный полностью на микросхемах российского производства М421373-2 (5...10 ГГц), в качестве СВЧ детектора применен диод 3АС127.

Использование логарифмических усилителей AD8317 и AD8318 компании Analog Devices также позволяет построить приемное устройство прямого усиления с верхней граничной частотой 8... 10 ГГц [2, 5]. Предварительный малошумящий усилитель сконструирован на микросхеме MGA-86576 (1.5...8 ГГц) компании Avago Technologies. Структурная схема одного из разработанных приемников показана на рис.1.



Рис. 1. Структурная схема измерительного приемника

Выходное напряжение в зависимости от напряжения входного сигнала логарифмического усилителя является линейным в диапазоне нескольких декад. Уравнение для этой функции:

$$V_{OUT} = X V_{SLOPE/DEC} \log_{10} \left(\frac{V_{IN}}{V_{INTERCEPT}} \right) \quad (1)$$

где X — коэффициент обратной связи $V_{SET} = V_{OUT}/X$, $V_{SLOPE/DEC} = 22$ мВ/дБ, $V_{INTERCEPT} = 2$ дБВ для синусоидального входного сигнала.

С целью фильтрации и определения уровня модуляционной составляющей в принимаемом сигнале был разработан адаптивный активный фильтр на интегральной микросхеме MAX274EANG

компании Maxim Integrated [9]. На основе микросхемы разработаны варианты полосовых и ФНЧ активных фильтров высокого порядка с характеристиками Чебышева, Бесселя или Баттерворта. Параметры модуляции оцениваются с помощью амплитудного, частотного или фазового детекторов.

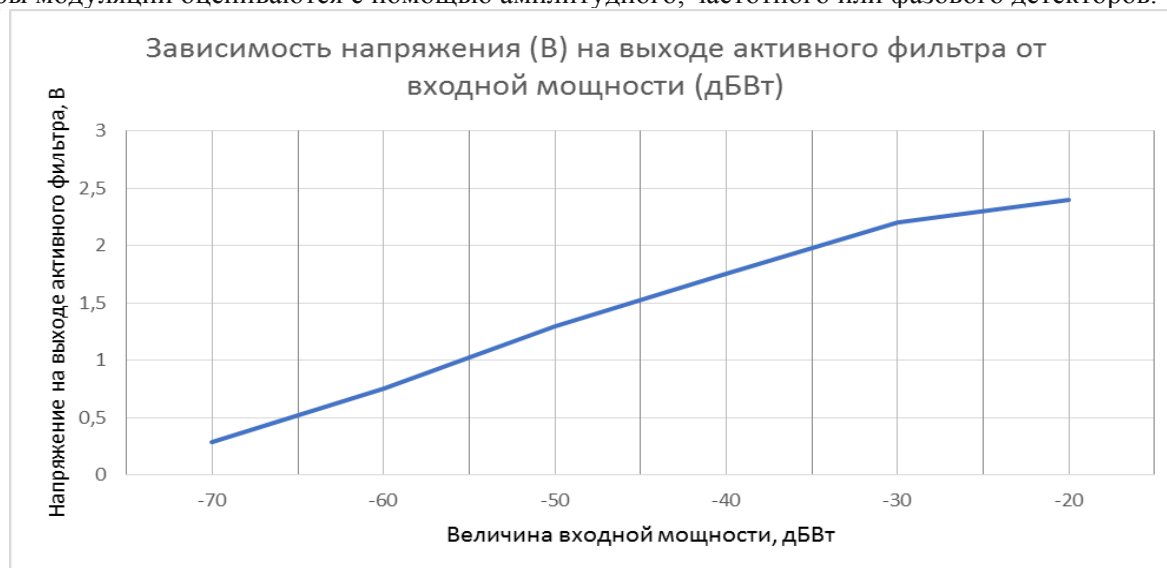


Рис 2. Зависимость напряжения на выходе активного фильтра от уровня входной мощности

3. Заключение

Разработан и изготовлен на современной элементной базе измерительный приемник с верхней границей диапазона измерений 10 ГГц. Основные характеристики, измеренные в процесс исследования рабочего макета, соответствуют расчетным значениям. Динамический диапазон входного сигнала составляет -70...-20 дБВт.

Список литературы

1. Артемьев К.А., Смолехо В.В., Кудинов Д.С. Разработка измерительного СВЧ-приемника для исследования взаимодействия электромагнитных и акустических волн в проводящих средах // XVII Всероссийская научно-техническая конференция «Современные проблемы радиоэлектроники» (Красноярск, 6—8 мая 2014 г.). 2014. С. 19—21.
2. Глинистый А.А., Потылицын А.С., Лукьянчиков А.В. Разработка измерителя мощности на основе логарифмического усилителя AD8318 для лабораторного стенда // 13-я международная молодежная научно-технической конференция «Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций-2017» (Севастополь, 20-24 ноября 2017 г.) 2017. С. 44.
3. Y. Fan et al., "RF test accuracy and capacity enhancement on ATE for silicon TV tuners," 2016 IEEE International Test Conference (ITC), Fort Worth, TX, 2016, pp. 1-10.
4. Коновалов А. А., Патрохин В. А., Плигин М. В., Попихин М. В., Куприянов Д. Ю. Пат. RU 139763 U1 (РФ). Устройство приема – преобразования СВЧ - сигналов X - диапазона. Оpubл. в Б. И., 2014. № 11.
5. J. Kunthong, C. F. Bunting and S. Bukkapatnam, "Development of a wireless electric field probe using wireless sensor network for characterization of indoor environments Part 1," 2008 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, San Diego, CA, 2008, pp. 1-4.
6. P. Eskelinen, J. Ruoskanen and J. Peltonen, "A portable sweeping radar for millimeter-wave reflectivity measurements," 2011 12th International Radar Symposium (IRS), Leipzig, 2011, pp. 155-160.
7. P. Korpas, W. Wojtasiak, J. Krupka and W. Gwarek, "Inexpensive approach to dielectric measurements," 2012 19th International Conference on Microwaves, Radar & Wireless Communications, Warsaw, 2012, pp. 154-157.
8. I. A. Mladenova, P. Z. Petkov, B. G. Bonev, S. Patil and Y. S. Velchev, "EMC sensor for monitoring of EM field safety of mobile networks," 2019 IEEE XXVIII International Scientific Conference Electronics (ET), Sozopol, Bulgaria, 2019, pp. 1-4.
9. J. Tuthill and A. Cantoni, "Efficient compensation for frequency-dependent errors in analog reconstruction filters used in IQ modulators," in IEEE Transactions on Communications, vol. 53, no. 3, pp. 489-496, March 2005.

Электромагнитная обстановка, обусловленная мобильными средствами связи.

Результаты измерений при помощи дозиметра Мера

¹ Дмитриев А. С., ¹ Ицков В. В., ¹ Рыжов А. И.

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

Аннотация: Для решения задачи оценки уровня «электромагнитного смога» предлагается создание специальных измерительных устройств – дозиметров электромагнитного излучения. В работе описано разработанное устройство «Мера», представляющее собой подобный дозиметр. Рассмотрены принципы его работы и характеристики. Представлены экспериментальные данные по применению устройства.

1. Введение

Рост интенсивности электромагнитного микроволнового излучения антропогенного происхождения в окружающем пространстве привел к тому, что большая часть населения планеты вынуждена постоянно находиться в «загрязненной» этими излучениями среде – «электромагнитном смоге».

При определенных уровнях (граница снизу плохо изучена) плотности мощности микроволновое излучение может оказывать негативное влияние на людей и биологическую среду в целом [1-3]. Ситуацию осложняет пространственная и временная неравномерность излучения. Для адекватного понимания уровня воздействия нужны достаточно долговременные измерения, которые должны проводиться (и их результаты должны фиксироваться), применительно либо к определенному месту, либо к конкретному биологическому объекту (например, человеку) или даже его определенной части.

2. Дозиметр Мера

Для решения задачи длительного мониторинга уровня электромагнитного излучения был разработан дозиметр Мера. Основой разработанного устройства является гиперширокополосный приемник с рабочей полосой частот от 800 МГц до 8000 МГц (отношение верхней рабочей частоты к нижней 10:1), динамическим диапазоном 55 дБ и чувствительностью около 3 нВт.

Работа приемника управляется микроконтроллером. Приемник периодически (раз в секунду) измеряет мощность поступающего сигнала и записывает его в память. Данные с устройства можно наблюдать в двух режимах: в реальном времени просматривать текущие данные (в этом режиме можно наблюдать измеренное значение раз в секунду), или просматривать историю сохранённых измерений, где данные могут накапливаться в течение 6 месяцев в энергонезависимой памяти (здесь данные копятся с интервалом 1 минута, где каждое сохранённое значение является усреднённым за 60 секунд). Устройство имеет размеры 85x50x5 мм, массу менее 30 г, его время автономной работы от аккумулятора составляет не менее 50 дней.

3. Исследования с использованием опытных образцов

Персональный дозиметр микроволнового излучения Мера использовался в период с 05.12.2019 по 17.03.2020. При этом суммарно устройством была зарегистрирована принятая энергия в количестве 436.6 мкВт*ч/см² (без учёта специальных измерений – 94.1 мкВт*ч/см²)

На рис. 3 приведены общие графики принятой суммарной энергии (в мкВт*ч/см²) и мощности (мкВт/см²), полученные за всё время эксплуатации дозиметра.

По характеру данных здесь можно выделить 4 основные зоны.

Остановимся подробнее на первой и третьих зонах. Первая зона соответствует временному промежутку с 05.12.2019 по 30.12.2019. В это время были проведены специальные измерения, посвященные получению информации об уровне электромагнитного излучения, создаваемом сотовым телефоном при осуществлении связи в режимах LTE и 2G. В ходе испытаний телефон находился в режиме звонка в течение часа, дозиметр располагался непосредственно на телефоне. Этим испытаниям соответствуют пики на рис. 3, превышающие значения 10 мкВт /см². Подробные количественные характеристики приведены в табл. 1. Значения, указанные в последних двух столбцах, являются экстраполированными величинами.

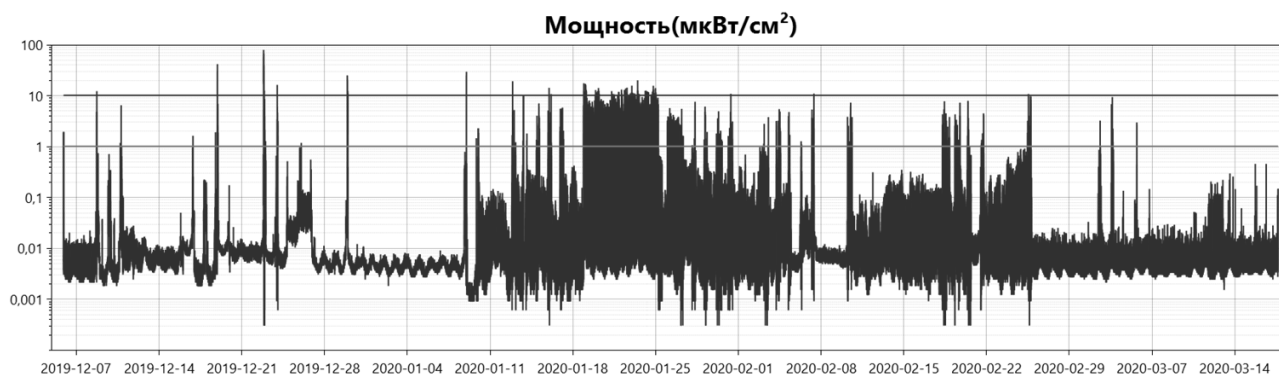


Рис. 1. Сравнение параметров рассеяния малосигнальных моделей и измерений транзисторов, изготовленных на различных фабриках: а) фабрика 1; б) фабрика 2; в) фабрика 3

По этим результатам видно, что, несмотря на малую общую длительность специальных измерений, они вносят существенный вклад в суммарную накопленную энергию всего временного промежутка измерений с 05.12.2019 по 30.12.2019, а именно: $41.5 \text{ мкВт} \cdot \text{ч} / \text{см}^2$ из $51.2 \text{ мкВт} \cdot \text{ч} / \text{см}^2$, что составляет более 80% от суммарной накопленной энергии за данный временной интервал. Кроме того, стоит отметить, что одно из значений энергий, накопленное в испытаниях с 2G каналом, экстраполированное на длительность суток, составляет около $700 \text{ мкВт} \cdot \text{ч} / \text{см}^2$, что превышает норму Сан-ПиН в $200 \text{ мкВт} \cdot \text{ч} / \text{см}^2$ в несколько раз.

Таблица 1. Специальные измерения, проводившиеся с сотовым телефоном

Время начала	Время конца	Длительность интервала (сут)	Накоплено всего ($\text{мкВт} \cdot \text{ч} / \text{см}^2$)	За сутки ($\text{мкВт} \cdot \text{ч} / \text{см}^2$)
LTE				
18.12.2019 21:58	18.12.2019 22:58	0.042	3.5	84
2G				
22.12.2019 20:00	22.12.2019 21:00	0.042	28.8	692.16
23.12.2019 23:41	24.12.2019 1:01	0.056	2.53	45.54
29.12.2019 22:00	29.12.2019 23:00	0.042	6.69	160.56

Третья зона соответствует временному промежутку с 09.01.2020 по 25.02.2020. Дозиметр в это время находился в домашних условиях на расстоянии 10-20 см от роутера. Кроме того, были проведены специальные измерения с 18.01.2020 по 25.01.2020, когда дозиметр располагался непосредственно на роутере. Суммарно за это время дозиметром было накоплено $379.8 \text{ мкВт} \cdot \text{ч} / \text{см}^2$ энергии ($300 \text{ мкВт} \cdot \text{ч} / \text{см}^2$ за время специальных измерений).

В среднем при работе в городской среде, а также нахождении в домашних условиях среднее значение принимаемой плотности мощности излучения в сутки составляют $0.04 \dots 1.67 \text{ мкВт} \cdot \text{ч} / \text{см}^2$, повышаясь в условиях использования общественного транспорта, а также при приближении к активным источникам радиоизлучения. Отдельно стоит отметить сильное влияние на регистрируемые измерения близко расположенных Wi-Fi станций, которые в данном случае повысили среднесуточный уровень излучения до $4.2 \text{ мкВт} / \text{см}^2$.

3. Заключение

Рассмотрена проблема оценки уровня интенсивности микроволнового электромагнитного излучения на элемент площади за длительное время в определенном месте пространства или в привязке к биологическому объекту.

Проведены эксперименты с дозиметром микроволнового излучения Мера в различных сценариях его применения и получены первые результаты длительных измерений

Показано, что, несмотря на высокие пики в отдельных измерениях, среднесуточные значения значительно ниже допустимых норм. Однако необходимо отметить, что вблизи источников электромагнитного излучения могут быть высокие уровни излучаемой мощности, потенциально превышающие опасные уровни значений.

Список литературы

1. Ю.Б. Зубарев. Мобильный телефон и здоровье. М.: Библио Глобус. 2018. 160 с.
2. Ю.Г. Григорьев, О.В. Григорьев. Сотовая связь и здоровье (электромагнитная обстановка. Радиобиологические и гигиенические проблемы. Прогноз опасности). М.: Экономика. 2016. 574 с.
3. О.А. Григорьев, Ю.Б. Зубарев. Внимание: мобильный телефон! // Вестник связи. 2019. № 9. С. 46-48.

Математическая модель автодина с комбинированной амплитудно-частотной модуляцией излучения¹

Носков В. Я., Игнатков К. А., Шайдуров К. Д.

Уральский федеральный университет
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
noskov@oko-ek.ru

Аннотация: Разработана математическая модель автодинной системы ближней радиолокации с комбинированной амплитудно-частотной модуляцией. Получены общие выражения для расчёта автодинных сигналов одноконтурного генератора с произвольным законом одновременной модуляции амплитуды и частоты в общем случае произвольного времени запаздывания отражённого излучения. При этом учитываются случаи, когда время запаздывания отражённого излучения значительно меньше продолжительности периода модуляции, а также при их соизмеримых значениях.

1. Введение

Для расширения функциональных возможностей и улучшения параметров автодинных систем ближней радиолокации (АСБРЛ), функционирующих в условиях сложной радиолокационной обстановки, широко используются автодины (АД) с различными видами модуляции [1—7]. В ряде случаев для успешного решения локационных задач является полезным использование в АСБРЛ простых в реализации АД с амплитудной модуляцией (АМ) непрерывного излучения радиоволн [5]. Однако при АМ в твердотельных СВЧ генераторах неизбежно возникает сопутствующая частотная модуляция (ЧМ) [3, 7]. Влияние одновременно АМ и ЧМ на формирование автодинного отклика в литературе не рассматривалось. Исключение составляют работы [3, 8], но в них выполнен анализ формирования паразитной АМ (ПАМ) без учёта её влияния на сигналы АД. Цель работы – восполнить указанный пробел и для последующих исследований разработать математическую модель АД, учитывающую одновременную амплитудную и частотную модуляцию (АЧМ) колебаний, а также особенности твердотельных генераторов СВЧ и КВЧ диапазонов.

2. Основные выражения

Решение системы уравнений для одноконтурного АД и малосигнальных автодинных изменений амплитуды $A(t)$ и частоты $\omega(t)$ автоколебаний генератора в квазистатическом приближении имеет вид [7]:

$$A(t) = A_0 \{1 + m_{\text{АМ}} f_m(t) + \Gamma(t, \tau) K_a \cos[\delta(t, \tau) - \psi]\}, \quad (1)$$

$$\omega(t) = \omega_0 \{1 + m_{\text{ЧМ}} f_m(t) - \Gamma(t, \tau) L_a \sin[\delta(t, \tau) + \theta]\}, \quad (2)$$

где K_a , L_a – коэффициенты автодинного усиления и девиации частоты; $\psi = \arctg(\rho)$, $\theta = \arctg(\gamma)$ – углы фазового смещения; $\rho = \varepsilon / Q_n$, $\gamma = \beta / \alpha$ – коэффициенты неизодромности и неизохронности; α , ε , β – параметры, определяющие приведенную крутизну инкремента, неизодромность и неизохронность генератора; $m_{\text{АМ}}$, $m_{\text{ЧМ}}$ – коэффициенты АМ и ЧМ колебаний; $f_m(t)$ – нормированная модулирующая функция, имеющая период T_m ; A_0 , ω_0 – амплитуда и частота автономного генератора; $\Gamma(t, \tau)$, $\delta(t, \tau)$ – модуль и фаза коэффициента запаздывающего воздействия на АД:

$$\Gamma(t, \tau) = \Gamma_0 \left[1 - \frac{m_{\text{АМ}}}{1 + a(t, \tau)} M_{\text{АМ}}(t) + \frac{a_m}{1 + a(t, \tau)} M_{\text{АД}}(t, \tau) \right], \quad (3)$$

$$\delta(t, \tau) = \omega_0 \tau + p_{\text{ФМ}} F_{\text{ЧМ}}(t) - C_{\text{ОС}} F_{\text{АД}}(t, \tau), \quad (4)$$

n – порядковый номер членов разложений; Γ_0 – коэффициент затухания по амплитуде отраженного от цели СВЧ-излучения; τ – время запаздывания отраженного излучения; $M_{\text{АМ}}(t)$, $M_{\text{АД}}(t, \tau)$ – множители, обусловленные процессом АМ и автодинными изменениями амплитуды колебаний:

$$M_{\text{АМ}}(t) = \sum_{n=1}^N (-1)^{n-1} \frac{\tau^n}{n!} \cdot \frac{d^n f_m(t)}{dt^n}, \quad (5)$$

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-29-09022\19.

$$M_{\text{АД}}(t, \tau) = \sum_{n=1}^N (-1)^{n+1} H_n(\Omega_a \tau) \sin[\delta(t, \tau) - \psi - \Phi_n(\Omega_a \tau)]; \quad (6)$$

$$F_{\text{ЧМ}}(t) = \sum_{n=1}^N (-1)^{n-1} \frac{\tau^{n-1}}{n!} \cdot \frac{d^{n-1} f_m(t)}{dt^{n-1}}, \quad (7)$$

$$F_{\text{АД}}(t, \tau) = \sum_{n=1}^N (-1)^{n-1} S_n(\Omega_a \tau) \sin[\delta(t, \tau) + \theta - \Phi_n(\Omega_a \tau)], \quad (8)$$

$a(t, \tau) = m_{\text{АМ}} f_m(t) + a_m \cos[\delta(t, \tau) - \psi]$; $\Omega_a = d[\delta(t, \tau)]/dt$ – мгновенная частота автодинного сигнала; $a_m = \Gamma_0 K_a$ – относительная глубина автодинных изменений амплитуды колебаний; $p_{\text{ФМ}} = m_{\text{ЧМ}} \omega_0 \tau$ – индекс фазовой модуляции, обусловленный ЧМ; $C_{\text{ОС}} = \Delta \omega_a \tau$ – параметр внешней обратной связи (ОС); $\Delta \omega_a = \Gamma_0 L_a \omega_0$ – автодинная девиация частоты колебаний;

$$H_n(\Omega_a \tau) = \frac{(\Omega_a \tau)^{2n-1}}{(2n-1)!} \sqrt{1 + \left(\frac{\Omega_a \tau}{2n}\right)^2}, \quad S_n(\Omega_a \tau) = \frac{(\Omega_a \tau)^{2(n-1)}}{(2n-1)!} \sqrt{1 + \left(\frac{\Omega_a \tau}{2n}\right)^2}, \quad \Phi_n(\Omega_a \tau) = \arctg \frac{\Omega_a \tau}{2n}. \quad (9)$$

Для выявления (4) при условии $C_{\text{ОС}} < 1$ методом последовательных приближений находим:

$$\begin{aligned} \delta(t, \tau) = & \delta_{(0)} - C_{\text{ОС}} \sum_{n=1}^N (-1)^{n-1} S_n(\Omega_a \tau) \sin[\delta_{(1)} + \theta - \Phi_n(\Omega_a \tau) - \\ & - C_{\text{ОС}} \sum_{n=1}^N (-1)^{n-1} S_n(\Omega_a \tau) \sin[\delta_{(2)} + \theta - \Phi_n(\Omega_a \tau) - \dots \\ & \dots - C_{\text{ОС}} \sum_{n=1}^N (-1)^{n-1} S_n(\Omega_a \tau) \sin[\delta_{(k)} + \theta - \Phi_n(\Omega_a \tau)] \dots]. \end{aligned} \quad (10)$$

где $\delta_{(0,1,\dots,k)} = \omega_0 \tau + p_{\text{ФМ}} F_{\text{ЧМ}}(t)$; индексами в круглых скобках около слагаемых δ обозначен порядок приближения.

При анализе обычных АД без модуляции в (1) – (10) нужно положить $m_{\text{АМ}} = p_{\text{ФМ}} = 0$. Если при этом выполняется сильное неравенство $\Omega_a \tau \ll 1$, что свойственно большинству применений АС-БРЛ, то из (3), (4) получим $\Gamma(t, \tau) = \Gamma_0$ и $\delta(t, \tau) = \omega \tau$ [6]. Для случая анализа АД с ЧМ в этих выражениях следует приравнять нулю $m_{\text{АМ}}$ [7], а для анализа АД с АМ необходимо положить $m_{\text{ЧМ}} = 0$ [5]. При этом на соотношение величин времени запаздывания τ и продолжительности периодов модуляции T_m и автодинного сигнала T_a ограничения отсутствуют, что указывает на более общий характер разработанной математической модели АД, чем известные ранее модели [5, 7, 8].

3. Заключение

Разработана математическая модель автодина с комбинированной амплитудно-частотной модуляцией. Получены общие выражения для расчёта автодинных сигналов одноконтурного генератора с произвольным законом одновременной модуляции амплитуды и частоты в общем случае произвольного времени τ запаздывания отражённого излучения. Таким образом, разработанная математическая модель АД является более общей, чем модели, полученные в предшествующих работах.

Список литературы

1. Somekh M. G., Richmond W., Moroz J., Lazarus M. T. Development of pulsed self-oscillating mixer // Electronics Letters. 1980. Vol. 16, № 15. P. 597—599.
2. Jefford P. A., Howes M. S. Modulation schemes in low-cost microwave field sensor // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1985. Vol. 31, № 8. P. 613—624.
3. Komarov I. V., Smolskiy S. M. Fundamentals of Short-Range FM Radar. Artech House, Norwood, MA, 2003. 153 p.
4. Varavin A. V., Vasiliev A. S., Ermak G. P., Popov I. V. Autodyne Gunn-diode transceiver with internal signal detection for short-range linear FM radar sensor // Telecommunication and Radio Engineering. 2010. Vol. 69, № 5. P. 451—458.
5. Носков В. Я., Смольский С. М. Автодинный эффект в генераторах с амплитудной модуляцией // Радиотехника. 2011. № 2. С. 21—36.
6. 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.
7. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Chupahin A. P., Vasiliev A. S., Ermak G. P., Smolskiy S. M. Signals of autodyne sensors with sinusoidal frequency modulation // Radioengineering. 2017. Vol. 26, № 4. P. 1182—1190.
8. Остапенков П. С. Радиосигналы с комбинированной частотно-амплитудной модуляцией для быстродействующих радиотехнических устройств: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.04. Москва, 2006. 207 с.

Расчет автодинного отклика амплитудно-модулированного СВЧ генератора при наличии частотной модуляции излучения¹

¹ Носков В. Я., ² Смольский С. М., ¹ Игнатков К. А., ¹ Шайдуров К. Д.

¹ Уральский федеральный университет
г. Екатеринбург, Российская Федерация
noskov@oko-ek.ru

² Национальный исследовательский университет «МЭИ»
г. Москва, Российская Федерация

Аннотация: Представлены результаты исследований автодина (АД) с амплитудной модуляцией (АМ), в котором присутствует сопутствующая частотная модуляция (ЧМ) СВЧ излучения. Получены основные соотношения для анализа автодинного отклика одноконтурного генератора для случая гармонического закона модуляции. Выполнены вычисления характеристик амплитудной селекции сигналов при различных параметрах модуляции. Установлена достаточно высокая степень влияния сопутствующей процесс АМ величины ЧМ излучения на формирование сигналов АД.

1. Введение

В настоящее время для решения ряда задач ближней радиолокации находят применение автодины (АД) с амплитудной модуляцией (АМ) [1—3]. Однако возникающая при АМ сопутствующая частотная модуляция (ЧМ), безусловно, накладывает свои условия на формирование автодинного отклика [4]. Однако на сегодня данный вопрос в известной нам литературе не обсуждался. Необходимость решения данной задачи связана с поиском новых режимов и технических решений, обеспечивающих дальнейшее улучшение качественных показателей и расширение области применения АД в перспективных системах СВЧ и КВЧ диапазонов. Цель работы – восполнить указанный пробел, выполнив исследования влияния ЧМ на формирование автодинного отклика в АД с АМ.

2. Основные соотношения для анализа

При спектральной обработке сигналов в системах ближней радиолокации частота Ω_m модуляции должна значительно отличаться от частоты Ω_a автодинного сигнала [5]. Практический интерес представляет рассмотреть случай выполнения сильного неравенства $\Omega_m \gg \Omega_a$, когда составляющие полезного сигнала группируются как в области низких «нулевых» частот, так и в окрестности гармоник частоты Ω_m модуляции. С учетом сделанного замечания выражения для расчета сигналов АД с АЧМ, полученные в докладе «Математическая модель автодина с комбинированной амплитудно-частотной модуляцией излучения», после нормировки для гармонического закона $f_m(t) = \sin(\Omega_m t)$ АЧМ имеют вид:

$$a(t) = \left[1 - \frac{m_{AM} M_{AM}(t)}{1 + m_{AM} \sin(\Omega_m t)} \right] \cos[\delta(t, \tau) - \psi], \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \delta(t, \tau) = & (2\pi\tau_n)_{(0)} + 2\pi k_{ЧМ} r_n F_{ЧМ}(t) - C_{OC} \sum_{n=1}^N (-1)^{n-1} S_n(r_n) \sin[(2\pi\tau_n)_{(1)} + 2\pi k_{ЧМ} r_n F_{ЧМ}(t) + \\ & + \theta - \Phi_n(r_n) - \dots - C_{OC} \sum_{n=1}^N (-1)^{n-1} S_n(r_n) \sin[(2\pi\tau_n)_{(k)} + 2\pi k_{ЧМ} r_n F_{ЧМ}(t) + \theta - \Phi_n(r_n)] \dots], \end{aligned} \quad (2)$$

где $M_{AM}(t) = \sum_{n=1}^N (-1)^{n-1} \frac{(2\pi r_n)^{2n-1}}{(2n-1)!} \sqrt{1 + \left(\frac{2\pi r_n}{2n}\right)^2} \cos\left[(\Omega_m t) - \arctg \frac{2\pi r_n}{2n}\right]$; $r_n = \frac{\Omega_m \tau}{2\pi}$ – нормированное рас-
стояние; $k_{FM} = \frac{\Delta\omega_{FM}}{\Omega_m}$ – индекс ЧМ $\tau_n = \frac{\omega_0 \tau}{2\pi}$; $S_n(r_n) = \frac{(2\pi r_n / z)^{2(n-1)}}{(2n-1)!} \sqrt{1 + \left(\frac{2\pi r_n}{2nz}\right)^2}$, $\Phi_n(r_n) = \arctg \frac{2\pi r_n}{2nz}$;
 $z = \frac{\Omega_m}{\Omega_a}$; $F_{ЧМ}(t) = \sin(\Omega_m t) - \sum_{n=1}^N (-1)^{n-1} \frac{(2\pi r_n)^{2n-1}}{2n!} \sqrt{1 + \left(\frac{2\pi r_n}{2n+1}\right)^2} \cos\left[(\Omega_m t) - \arctg \frac{2\pi r_n}{2n+1}\right]$.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-29-09022\19.

3. Результаты вычислений

На рис. 1 и 2 приведены результаты расчётов согласно (1) и (2) характеристик амплитудной селекции (ХАС) как нормированной функции двух переменных: коэффициента АМ m_{AM} и нормированного расстояния до объекта локации r_n . Расчеты выполнялись при разложении функции (1) с учётом (2) в гармонический ряд Фурье. По вертикали на этих ХАС отложены относительные уровни $a_n(k)$ составляющих автодинного отклика на k -ой гармонике частоты Ω_m модуляции ($k = 0, 1, 2, \dots$).

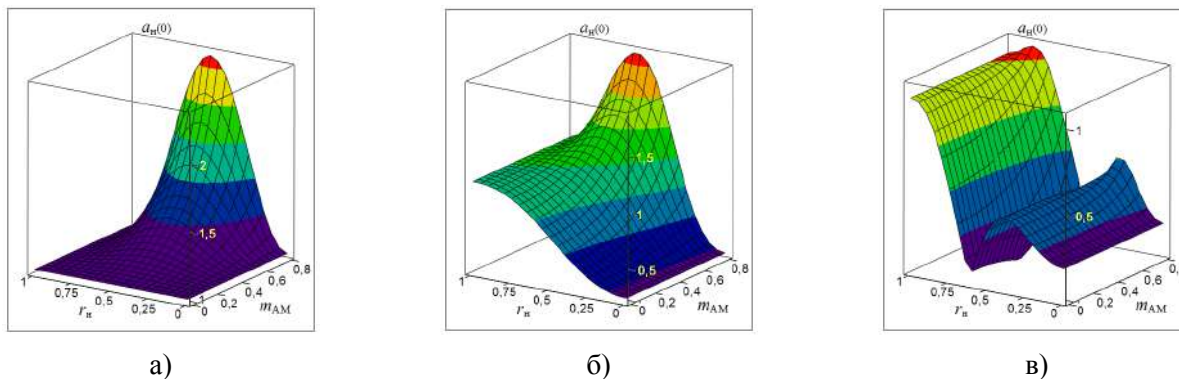


Рис. 1. ХАС $a_n(0)$ на нулевой гармонике частоты модуляции, рассчитанные при: $p_{ЧМ} = 0$ (а), $p_{ЧМ} = 2$ (б) и $p_{ЧМ} = 5$ (в)

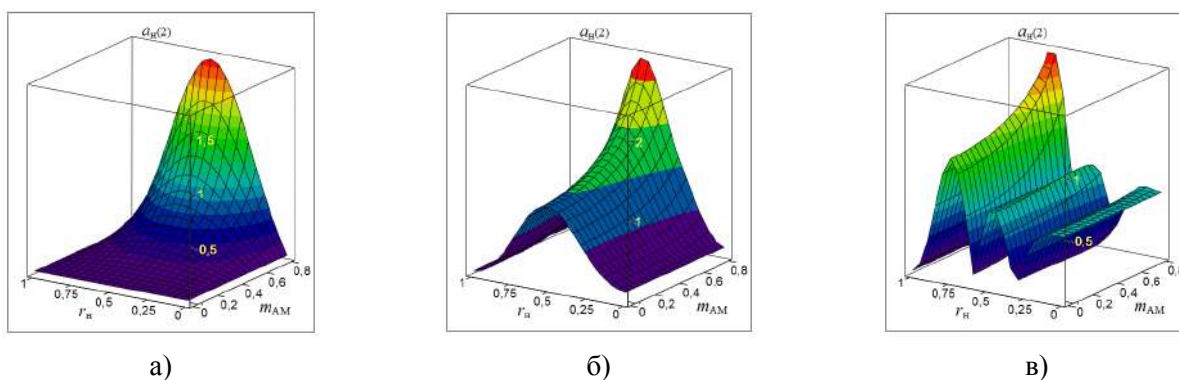


Рис. 2. ХАС $a_n(2)$ на второй гармонике частоты модуляции, рассчитанные при: $p_{ЧМ} = 0$ (а), $p_{ЧМ} = 5$ (б) и $p_{ЧМ} = 10$ (в)

Из объемных диаграмм ХАС, представленных на рис. 1 и 2, видно, что в случае высокого уровня ЧМ происходит смещение области главного максимума в сторону, где $r_n > 0,5$, и появление многогорбой ХАС (см. рис. 1 и 2 под литерами «б» и «в»). Амплитуда отклика на всех гармониках Ω_m частоты модуляции, включая нулевую, во всех случаях наличия или отсутствия сопутствующей ЧМ значительно возрастает с приближением коэффициента m_{AM} к единице.

4. Заключение

Результаты выполненных вычислений показали достаточно высокую степень влияния сопутствующей процесс АМ величины ЧМ излучения АД. При отсутствии или сравнительно малом уровне ЧМ максимум автодинного отклика соответствует середине зоны ХАС. В случае высокого уровня ЧМ происходит смещение области главного максимума в сторону больших значений нормированного расстояния r_n и появление многогорбой ХАС. При этом амплитуда отклика на всех гармониках Ω_m частоты модуляции значительно возрастает с приближением коэффициента m_{AM} к единице.

Список литературы

1. Носков В. Я., Смольский С. М. Гибридно-интегральные автодины миллиметрового диапазона с амплитудной модуляцией // III Всероссийская конф. «Радиолокация и радиосвязь» (Москва, 26-30 октября 2009 г.). 2009. С. 792—810.
2. Носков В. Я., Смольский С. М. Особенности автодинного отклика в синхронизированных генераторах с амплитудной модуляцией // Радиотехнические тетради. – М.: МЭИ-ТУ, 2010. № 41. С. 43—51.
3. Носков В. Я., Смольский С. М. Автодинный эффект в генераторах с амплитудной модуляцией // Радиотехника. 2011. № 2. С. 21—36.
4. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Chupahin A. P., Vasiliev A. S., Ermak G. P., Smolskiy S. M. Signals of autodyne sensors with sinusoidal frequency modulation // Radioengineering. 2017. Vol. 26, № 4. P. 1182—1190.
5. Komarov I. V., Smolskiy S. M. Fundamentals of Short-Range FM Radar. Artech House, Norwood, MA, 2003. 153 p.

Отклик автодина с частотной модуляцией при наличии паразитных изменений амплитуды колебаний¹

¹ Носков В. Я., ² Смольский С. М., ¹ Игнатков К. А., ¹ Шайдуров К. Д.

¹ Уральский федеральный университет
г. Екатеринбург, Российская Федерация
noskov@oko-ek.ru

² Национальный исследовательский университет «МЭИ»
г. Москва, Российская Федерация

Аннотация: Представлены результаты исследований автодина (АД) с частотной модуляцией (ЧМ), в котором присутствует сопутствующая амплитудная модуляция (АМ) СВЧ излучения. Получены основные соотношения для анализа автодинного отклика одноконтурного генератора для случая гармонического закона амплитудно-частотной модуляции (АЧМ). Выполнены вычисления сигнальных характеристик АД с АЧМ при различных значениях параметров модуляции. Установлена достаточно высокая степень влияния сопутствующей процесс ЧМ величины АМ излучения на формирование сигналов АД.

1. Введение

В автодинных датчиках (АД) наибольшее распространение получила частотная модуляция (ЧМ) излучения, которая обеспечивает повышение надежности работы АД в сложных метеоусловиях, селекцию на заданных расстояниях цели на фоне отражений от пассивных помех, подстилающей поверхности и других [1]. Анализ особенностей формирования сигналов АД с ЧМ посвящено большое число публикаций, в которых для описания из работы используются различные математические модели и представления автодинного генератора и функций воздействия отражённого от цели излучения [1–5]. Однако в известной нам литературе влияние сопутствующей амплитудной модуляции (АМ) на формирование сигналов АД с ЧМ не рассматривалось. Исключение составляют работы [4, 6], но в них выполнен «линейный» анализ, при котором формирование паразитной АМ (ПАМ) рассмотрено без учёта её влияния непосредственно на сигналы АД. Очевидно, знания о свойствах сигналов АД с ЧМ в условиях присутствия АМ востребованы для создания перспективных систем с улучшенными параметрами. Поэтому цель данной работы – на примере гармонической амплитудно-частотной модуляции (АЧМ) АД восполнить указанный пробел в исследованиях.

2. Расчет сигнальных характеристик для синусоидального закона модуляции

В докладе «Математическая модель автодина с комбинированной АЧМ излучения» получены основные соотношения для анализа АД с АЧМ при произвольном законе периодической модуляции излучения. В следующем нашем докладе «Расчет автодинного отклика АМ СВЧ генератора при наличии ЧМ излучения» в этих соотношениях учтен случай АЧМ по синусоидальному закону модуляции, когда $f_m(t) = \sin(\Omega_m t)$. Используем результаты последней работы для решения поставленной выше задачи – исследуем влияние АМ на формирование сигналов АД с ЧМ.

Для случая равномерного изменения нормированного времени τ_n на рис. 1 и 2 соответственно представлены результаты расчёта временных $a_n(\tau_n)$ и спектральных $a_n(F_n)$ диаграмм автодинного сигнала, рассчитанные для генератора с ЧМ ($k_{\text{ЧМ}} = 4$) и с АЧМ ($m_{\text{АМ}} = 0,2$, $k_{\text{ЧМ}} = 4$). Расчеты диаграмм выполнялись при соотношении частот Ω_m модуляции и Ω_a автодинного сигнала $z = 10$, величине параметра обратной связи принята равной $C_{\text{ОС}} = 0,7$, углах смещения $\theta = 1$ и $\psi = 0,1$ для различных значений нормированного расстояния r_n (см. рис. 1 и 2 под литерами «а» – «д»). При этом для сравнения на рис. 1,е и 2,е приведены аналогичные диаграммы для АД с АМ, рассчитанные при $m_{\text{АМ}} = 0,2$ и нормированных расстояний $r_n = 0$ и $r_n = 0,5$ соответственно.

Из сравнения временных диаграмм сигналов, представленных на рис. 1 и 2, видно, что в начале и конце каждой зоны селекции, где величина r_n равна целому числу, имеется только доплеровский сигнал, а сигнал АД обусловленный ЧМ, отсутствует. В средней части пространственного периода модуляции (в зоне селекции цели), где $0 < r_n < 1$, в АД с ЧМ присутствуют обе составляющие сигнала, как доплеровская составляющая, связанная с перемещением объекта локации, так и «дальномер-

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-29-09022\19.

ная», вызванная процессом ЧМ излучения (см. рис. 1, б–г). В случае наличия ПАМ выходной сигнал АД в зоне селекции цели (см. рис. 2, б–г) также подвергнут модуляции амплитуды, как и АД с «чистой» АМ (см. рис. 2,е). При «чистой» ЧМ спектр сигнала на гармониках частоты модуляции имеет симметричный вид (см. рис. 1,б–г). В случае наличия у АД с ЧМ сопутствующей АМ спектр сигналов на гармониках частоты модуляции становятся асимметричным (см. рис. 2,б–г). Это вызвано изменением фазовых сдвигов сигналов боковых составляющих, обусловленных процессами АМ и ЧМ.

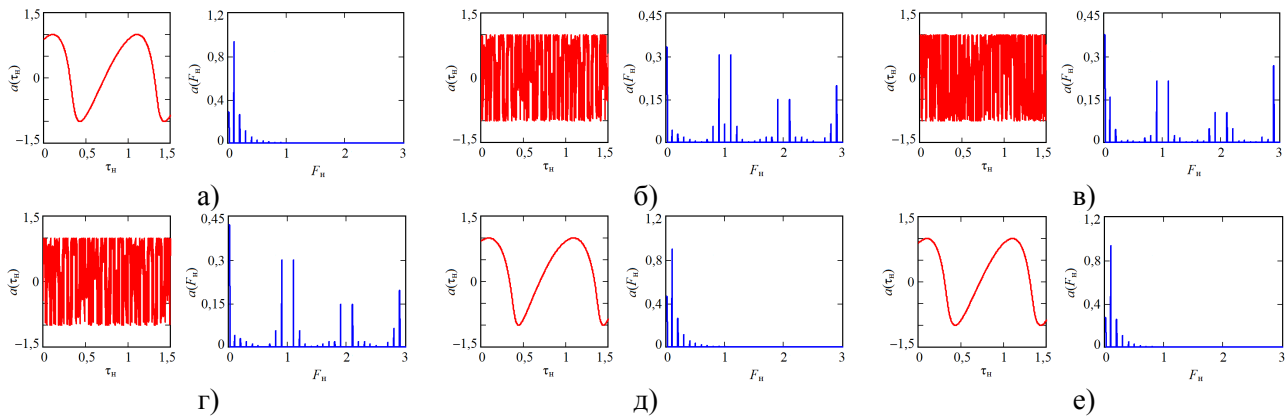


Рис. 1. Временные $a_n(t_n)$ и спектральные $a_n(F_n)$ диаграммы сигналов АД с ЧМ, рассчитанные при $k_{\text{ЧМ}} = 4$ и различных значениях нормированного расстояния r_n : $r_n = 0$ (а), $r_n = 0,25$ (б), $r_n = 0,5$ (в), $r_n = 0,75$ (г), и $r_n = 1$ (д)

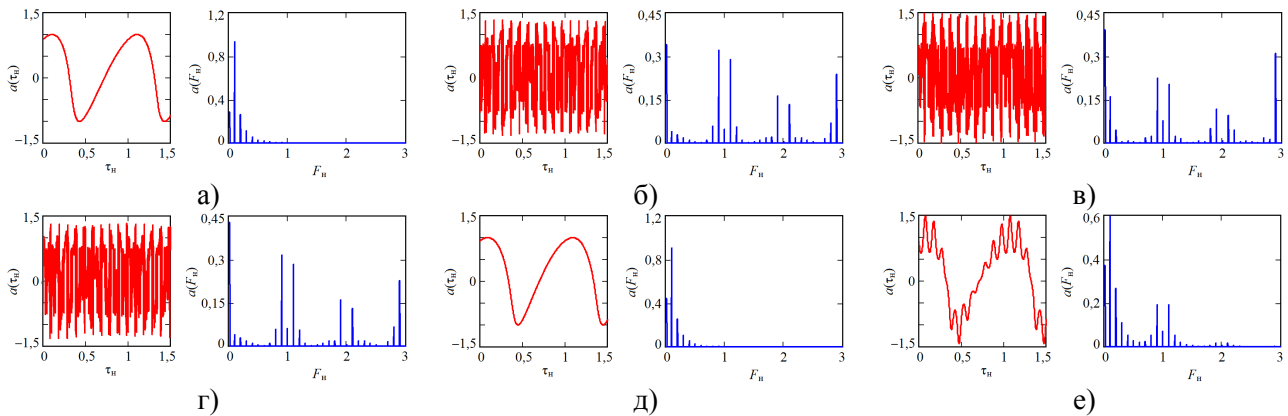


Рис. 2. Временные $a_n(t_n)$ и спектральные $a_n(F_n)$ диаграммы сигналов АД с АЧМ, рассчитанные при $m_{\text{АМ}} = 0,2$, $k_{\text{ЧМ}} = 4$ и различных значениях нормированного расстояния r_n : $r_n = 0$ (а), $r_n = 0,25$ (б), $r_n = 0,5$ (в), $r_n = 0,75$ (г), и $r_n = 1$ (д)

3. Заключение

Разработанная нами математическая модель АД является достаточно общей. Она обеспечивает возможность рассчитывать сигналы не только для АД с ЧМ, но и с АМ, а также со смешанным видом модуляции АЧМ. Результаты выполненных расчетов показали достаточно высокую степень влияния сопутствующей процесс ЧМ величины глубина АМ излучения АД на формирование сигналов не только в области «нулевых» (доплеровских) частот, но и на гармониках частоты модуляции. Кроме того, из результатов анализа полученных спектров видно, что по данным, полученным экспериментально для спектра сигналов на гармониках частоты модуляции возможна оценка уровня ПАМ СВЧ генератора при ЧМ.

Список литературы

1. Varavin A. V., Vasiliev A. S., Ermak G. P., Popov I. V. Autodyne Gunn-diode transceiver with internal signal detection for short-range linear FM radar sensor // Telecommunication and Radio Engineering. 2010. Vol. 69, № 5. P. 451–458.
2. 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.
3. Jefford P. A., Howes M. S. Modulation schemes in low-cost microwave field sensor // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1985. Vol. 31, № 8. P. 613–624.
4. Komarov I. V., Smolskiy S. M. Fundamentals of Short-Range FM Radar. Artech House, Norwood, MA, 2003. 153 p.
5. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Chupahin A. P., Vasiliev A. S., Ermak G. P., Smolskiy S. M. Signals of autodyne sensors with sinusoidal frequency modulation // Radioengineering. 2017. Vol. 26, № 4. P. 1182–1190.
6. Остапенков П. С. Радиосигналы с комбинированной частотно-амплитудной модуляцией для быстродействующих радиотехнических устройств: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.04. Москва, 2006. 207 с.

Результаты экспериментальных исследований автодина на диоде Ганна с амплитудно-частотной модуляцией¹

Носков В. Я., Игнатков К. А., Шайдуров К. Д.

Уральский федеральный университет
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
noskov@oko-ek.ru

Аннотация: Представлены результаты экспериментальных исследований автодина (АД) с комбинированной амплитудно-частотной модуляцией (АЧМ) излучения. Приведено описание экспериментального стенда для исследования АД, обеспечивающего возможность вариации различных параметров СВЧ генератора и условий взаимодействия его с отраженным от доплеровского имитатора излучением. В качестве объекта исследований использовался гибридно-интегральный генератор «Тигель-08М», выполненный на планарном диоде Ганна 8-мм диапазона. Полученные результаты исследований в виде спектральных диаграмм качественно подтвердили адекватность разработанной математической модели АД с АЧМ.

1. Введение

В последние десятилетия были развиты методы ближней радиолокации на основе автодинов (АД) с частотной (ЧМ) и (отдельно) амплитудной (АМ) модуляцией [1—6]. Однако в реальных системах один вид модуляции неизбежно сопровождается другим видом. Теоретическим исследованиям взаимного влияния этих видов модуляции на формирование сигналов посвящена серия наших предшествующих докладов настоящей конференции. Результаты этих исследований необходимо проверить экспериментально. Поэтому целью настоящей работы является представление основных результатов этих исследований и описание условий экспериментов.

2. Объект исследований и экспериментальная установка

Экспериментальные исследования выполнялись на примере генераторного модуля «Тигель-08М» 8-мм диапазона (см. рис. 1,а), изготовленного на основе планарного диода Ганна [5]. На подложке этого модуля в щелевой резонатор параллельно (по СВЧ) установлены чипы диода Ганна и детекторный диод для выделения автодинного сигнала, развязанные по цепям смещения (см. №№ «1», «2» на рис. 1,б). Для стабилизации частоты использовался дополнительный высокочастотный резонатор (см. рис. 1,в), связанный с основным (рабочим) резонатором резистивно (см. рис. 1,г). Функциональная схема экспериментальной установки приведена на рис. 2.

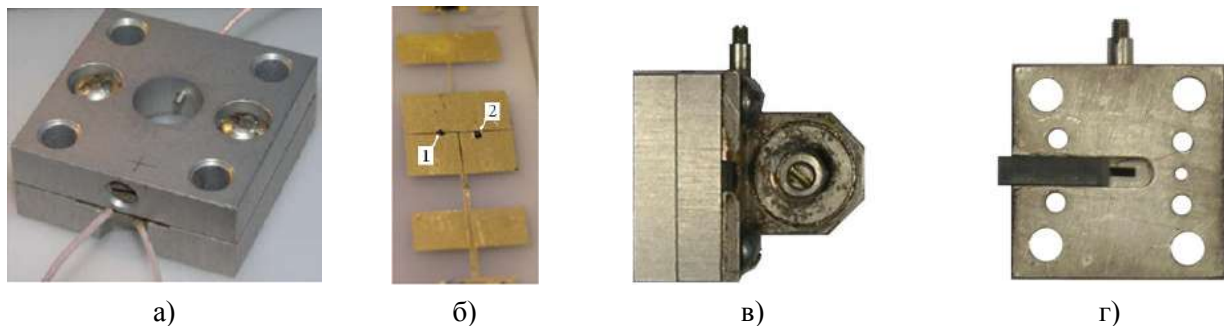


Рис. 1. Внешний вид модуля «Тигель-08М» (а), подложки (б), стабилизирующего резонатора (в) и элемента связи (г)

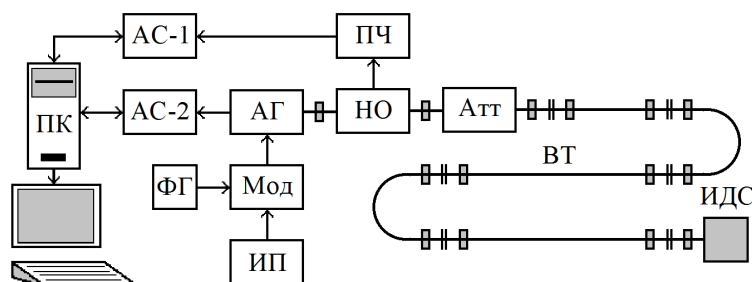


Рис. 2. Функциональная схема стенда для исследований АД с АЧМ: АГ – автодинный генератор; АС-1 и АС-2 – анализаторы спектра; Атт – аттенюатор; ВТ – волноводный тракт; ИДС – имитатор доплеровского сигнала; ИП – источник питания; Мод – модулятор; НО – направленный ответвитель; ПК – персональный компьютер; ПЧ – переносчик частоты сигнала; ФГ – функциональный генератор

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-29-09022\19.

3. Результаты экспериментальных следований

На рис. 3,а представлен спектр СВЧ колебаний генератора АГ, полученного от стабилизированного по частоте модуля с АМ глубиной 50% и частотой 10 МГц. Глубина АМ оценивалась по соотношению основной и боковых составляющих спектра, полученного анализатором спектра АС-1 (см. рис. 2). Спектр СВЧ колебаний нестабилизированного модуля при прежней АМ представлен на рис. 3,б. Асимметрия спектра в последнем случае указывает на наличие сопутствующей ЧМ.

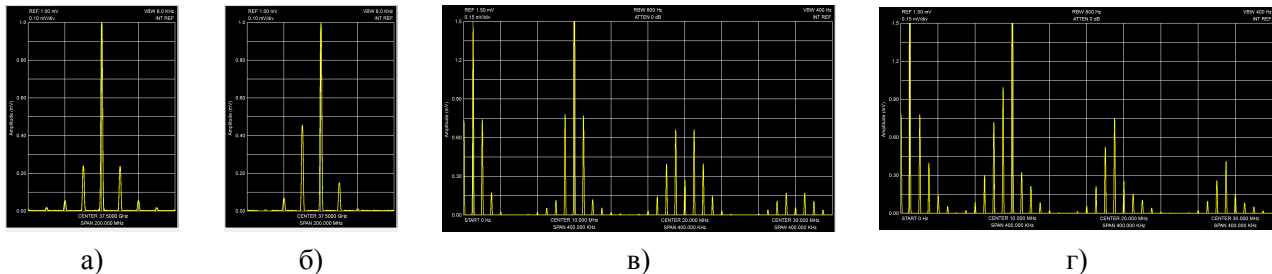


Рис. 3. Спектры СВЧ выходных колебаний стабилизированного (а) и нестабилизированного (б) генераторов; спектры автодинного сигнала стабилизированного (в) и нестабилизированного генератора с АМ, в котором присутствует ЧМ (г)

При указанных выше условиях эксперимента с помощью анализатора спектра АС-2 (см. рис. 2) нами были получены спектры автодинных сигналов для стабилизированного и обычного генераторных модулей, которые представлены на рис. 3,в и г соответственно. При этом скорость движения отражателя имитатора ИДС поддерживалась постоянной, при которой частота автодинного сигнала составляла 10 кГц. На спектрах представлены области нулевой и первых трех гармоник частоты модуляции. Наличие высших гармоник частоты Доплера в указанных областях спектра обусловлено ангармоническими искажениями сигналов. Эти искажения, как известно [5], наблюдаются, когда величина параметра обратной связи C_{OC} соизмерима с единицей. В случае уменьшения величины этого параметра, например, увеличением затухания аттенюатора Атт на 10...20 дБ, высшие гармоники частоты Доплера практически исчезают, и сигнал становится синусоидальным. Из спектров рис. 3, в и г также видно, что уровень первой гармоники ПАМ значительно превышает уровень гармоник более высокого порядка. Существенные отличия вида спектра исследуемых генераторных модулей состоит в асимметрии спектров в окрестности гармоник частоты модуляции в случае нестабилизированного генераторного модуля, у которого уровень сопутствующей ЧМ излучения значительно выше, чем у стабилизированного модуля (см. рис. 3,г).

4. Заключение

Из сравнения рассчитанных в предыдущих докладах спектральных диаграмм и экспериментальных спектров, приведенных на рис. 3, видно их качественное соответствие. Таким образом, полученные в настоящей работе результаты экспериментальных исследований подтвердили адекватность разработанной математической модели АД с АЧМ в отношении влияния на формирование сигналов одного вида модуляции на сопутствующей другой вид.

Попутно экспериментально показано, что по сравнению с нестабилизированным АД стабилизированный генератор обеспечивает значительное уменьшение сопутствующей ЧМ и величины степени ангармонических искажений сигналов. Полученные результаты исследований, дополняющие и развивающие предшествующие исследования АД в данном направлении [1–6], показали преимущества АД со стабилизацией частоты перед обычными (нестабилизированными) АД и целесообразность разработки и производства новых типов монолитных и гибридно-интегральных автодинных модулей миллиметрового диапазона, стабилизированных дополнительным высокодобротным резонатором.

Список литературы

1. Komarov I. V., Smolskiy S. M. Fundamentals of Short-Range FM Radar. Artech House, Norwood, MA, 2003. 153 p.
2. Varavin A. V., Vasiliev A. S., Ermak G. P., Popov I. V. Autodyne Gunn-diode transceiver with internal signal detection for short-range linear FM radar sensor // Telecommunication and Radio Engineering. 2010. Vol. 69, № 5. P. 451—458.
3. Носков В. Я., Смольский С. М. Автодинный эффект в генераторах с амплитудной модуляцией // Радиотехника. 2011. № 2. С. 21—36.
4. Noskov V.Ya. et al. Signals of autodyne radars with frequency modulation according to symmetric saw-tooth law // Telecommunication and Radio Engineering. 2016. Vol. 75, № 17. P. 1551—1566.
5. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Chupahin A. P., Vasiliev A. S., Ermak G. P., Smolskiy S. M. Signals of autodyne sensors with sinusoidal frequency modulation // Radioengineering. 2017. Vol. 26, № 4. P. 1182—1190.
6. Носков В.Я., Игнатков К.А., Чупахин А.П. Анализ сигналов от движущегося объекта автодинных локаторов с линейными видами модуляции частоты // Уральский радиотехнический журнал. 2017. Т. 1. № 1. С. 25—54.

Экологический контроль атмосферы вблизи транспортных магистралей и промышленных предприятий городов

Евдокимов П.А., Широкова Е.И., Соколова М.И., Широков И.Б.

Севастопольский государственный университет
shirokov@ieee.org

Аннотация: В статье описан новый метод определения изменений содержания вредных газов в воздухе, основанный на использовании микроволнового канала связи для измерения набега фазы с учетом метеорологических характеристик исследуемой среды. При помощи гомодинного преобразования из набега фазы микроволнового сигнала, полученного при двукратном прохождении измерительной трассы, формируют низкочастотный сигнал, из которого вычитают метеорологическую составляющую среды. В результате полученный сигнал пропорционален изменению содержания вредных газов в воздухе и не зависит от погодных условий.

1. Введение

На сегодняшний день известно множество различных способов экологического контроля атмосферы.

Самой распространённой является группа контактных методов таких как спектральные, электрохимические и хроматографические методы анализа объектов окружающей среды. Однако перечисленные методы сильно зависят от некоторых факторов: выбора места и средств отбора пробы, чистоты пробоотборников и тары для хранения пробы, в результате чего, если отбор проб выполнен неправильно, то результаты даже самого тщательного анализа теряют всякий смысл. Также такие методы предполагают только локальный контроль среды. Такой подход неприемлем для мест, где газы неравномерно распределены по объёму, к примеру, для местности вблизи автомагистралей, так как концентрация потенциально опасных газов может меняться в зависимости от загруженности трассы.

Более точными являются современные методы биотестирования, обладающие высокой чувствительностью к действию загрязняющих веществ. Однако длительность биотестирования может занимать несколько часов, что неприемлемо в промышленных районах города, где существует угроза резких выбросов загрязняющих веществ в воздух.

Вследствие этого появляется необходимость в новом методе экологического контроля воздушной среды, у которого бы отсутствовали перечисленные недостатки.

2. Новый подход к решению проблемы

Предлагаемый способ экологического контроля атмосферы основан на методах фазометрии и гомодинного преобразования частоты. Суть метода заключается в том, что в первом микроволновом блоке генерируют СВЧ-сигнал с частотой f_1 куда путем амплитудной модуляции закладывают низкочастотный синхронизирующий сигнал.

После чего модулированный сигнал излучается в направлении второго микроволнового блока (транспондера), при этом сигнал приобретает набег фазы:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi f_1 d \sqrt{\varepsilon}}{c}, \quad (1)$$

где d — длина измерительной трассы; ε — относительная диэлектрическая проницаемость исследуемой газовой среды (воздуха).

Принятые микроволновые колебания в блоке транспондера усиливают и демодулируют, полученный при этом низкочастотный сигнал подают на вход ФАПЧ и при помощи делителя частоты получают колебания с частотой F_2 .

После чего этот сигнал подают на управляющий вход фазовращателя, в котором происходит монотонное изменение фазы первично принятого микроволнового сигнала от 0 до 2π , что приводит к сдвигу на частоту Доплера $F_2 = 1/T_2$. В результате транспондер излучает в направлении первого блока следующий сигнал:

$$u_1(t) = U_1 \left[1 + M \cos(2\pi F_1 t + \varphi_{CR2}) \right] \cos \left[2\pi (f_1 \pm F_2) t + \varphi_1 + \Delta\varphi \pm \varphi_{CR1} \right], \quad (2)$$

где U_1 — амплитуда микроволнового сигнала с учетом всех преобразований в транспондере.

При этом, так как $f_2 = f_1 \pm F_2 \approx f_1$ то набег фазы при первом и втором прохождении трассы микроволновым сигналом будет приблизительно равным $\Delta\varphi' \approx \Delta\varphi$.

Вторично принятые колебания подают на смеситель, куда также подают первоначальные микроволновые колебания с частотой f_1 . В результате гомодинного преобразования формируют низкочастотный сигнал и ограничивают его в избирательном усилителе-ограничителе.

Далее этот сигнал подают на фазовый детектор, куда также приходит синхронизирующий сигнал с частотой F_2 . В результате на выходе фазового детектора получают сигнал пропорциональный набегу фазы микроволнового сигнала при его двукратном прохождении исследуемой среды:

$$u_2(t) = K[2\pi F_1 t + 2\Delta\varphi + \varphi_{OR} - 2\pi F_1 t - \varphi_{OR}] = K \cdot 2\Delta\varphi, \quad (3)$$

где K — коэффициент преобразования фазового детектора.

Однако сигнал (3) в большей степени соответствует изменению влагосодержания и соответственно температуры среды, чем изменению содержания опасных газов в воздухе.

Для учёта метеорологических характеристик среды необходимо из сигнала (3) вычесть метеорологическую составляющую, которая соответствует значениям сигналов пропорциональным изменениям влажности и температуры среды. В результате чего на выходе получают сигнал пропорциональный исключительно изменению содержания вредоносных газов в воздухе.

3. Заключение

В рамках этой статьи был описан новый способ экологического контроля атмосферы применимый в городской местности, а в частности в особо загрязненных зонах, таких как местность вблизи транспортных магистралей и промышленных предприятий. Предложенный способ качественно отличается от аналогов, присутствующих в настоящее время в области экологического мониторинга, обладая высокой скоростью установления показаний, возможностью непрерывного мониторинга состава воздушной смеси в больших объёмах пространства. Кроме того, метод может применяться в составе комплекса экологического мониторинга всего города.

Описанный способ может быть использован также для непрерывного контроля за параметрами атмосферы в замкнутых пространствах, на токсичных и взрывоопасных предприятиях.

Подповерхностная ближнепольная СВЧ диагностика, основанная на применении датчиков на отрезке двухпроводной линии¹

¹ Гайкович К. П., ² Смирнов А. И.

¹ Институт физики микроструктур РАН
г. Нижний Новгород, ГСП-105, 603950, Российская Федерация
gaikovich@mail.ru

² Институт прикладной физики РАН
г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация

Аннотация: В данной работе предлагается новый метод ближнепольной СВЧ диагностики подповерхностной структуры комплексной диэлектрической проницаемости неоднородностей, основанный на использовании датчиков из отрезков двухпроводной линии. В рамках квазистатического приближения получено интегральное уравнение обратной задачи восстановления этой структуры. В квазидвумерном приближении получено редуцированное уравнение, для которого в явном виде определено ядро и предложены методы решения, основанные на данных многоуровневого сканирования или сканирования с переменным расстоянием между проводами.

1. Введение

В последние годы были развиты методы ближнепольной электромагнитной диагностики подповерхностных диэлектрических неоднородностей, основанные на решении обратных задач ближнепольного рассеяния в различных постановках и схемах измерений с применением различных электрически малых датчиков [1—4]. В опубликованных статьях экспериментально продемонстрировано главное преимущество ближнепольного подхода — возможность реализовать субволновую разрешающую способность, что особенно важно в сильно поглощающих средах. Одним из рассмотренных подходов является метод резонансной ближнепольной СВЧ диагностики по данным измерения резонансных характеристик СВЧ зондов, реализованный с использованием системы резонансных датчиков с зондирующими элементами в виде цилиндрических конденсаторов [4]. В данной работе в рамках квазистатического приближения получено интегральное уравнение и выполнена постановка обратной задачи ближнепольного зондирования с использованием резонансного СВЧ зонда на основе отрезка двухпроводной линии. В квазидвумерном приближении получено редуцированное интегральное уравнение, для которого оказалось возможным получить ядро в явном виде. Предложены методы его решения по данным, полученным в различных схемах измерений.

2. Теория

Постановка обратной задачи ближнепольного рассеяния основана по данным измерений с использованием резонансных зондов с различной глубиной проникновения ближнего поля, которые сканируют вдоль или располагаются над поверхностью исследуемой однородной среды с $\varepsilon = \varepsilon_0$, содержащей трехмерную неоднородность $\varepsilon_1(\mathbf{r})$ (см. рис.1), так что распределение комплексной диэлектрической проницаемости в этом слое представляется в виде суммы $\varepsilon(\mathbf{r}) = \varepsilon_0 + \varepsilon_1(\mathbf{r})$.

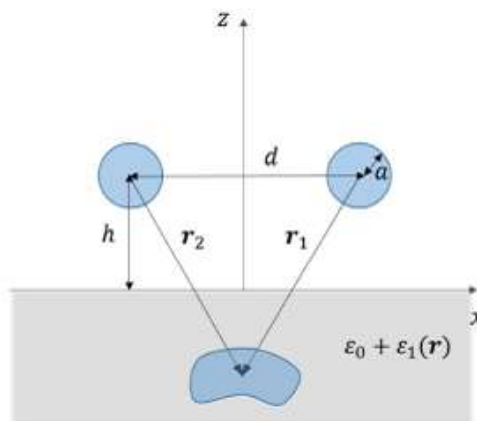


Рис. 1. Схема измерений с использованием резонансных датчиков на основе двухпроводной линии представляющие собой расположенные на расстоянии d друг от друга цилиндры радиусом a (провода показаны в сечении $y = \text{const}$)

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-07-00782.

В рамках квазистатического приближения, справедливого при выполнении условия малости размера зонда к длине волны получено интегральное уравнение для определения неоднородности комплексной диэлектрической проницаемости из измерений вносимых ей вариаций емкости зонда:

$$c_1(x', y', z, d) = \frac{1}{4\pi\Delta U^2} \int_{r_0} \varepsilon_1(\mathbf{r}) |E_0(x - x', y - y', z, z', d)|^2 d\mathbf{r}_0. \quad (1)$$

где ΔU – разность потенциалов между проводниками. Поскольку ядро интегрального уравнения (1) зависит от разности поперечных координат, его можно свести к одномерному интегральному уравнению Фредгольма 1-го рода двумерным преобразованием Фурье:

$$c_1(k_x, k_y, z', d) = \frac{4\pi}{\Delta U^2} \int_z \varepsilon_1(k_x, k_y, z) |E_0|^2(k_x, k_y, z', z, d) dz. \quad (2)$$

Чтобы получить искомое решение задачи томографии в декартовых координатах, необходимо получить решение уравнения (2) для каждой пары компонент k_x, k_y поперечного спектра по данным сканирования в двумерной области x – y системой резонансных датчиков с различной глубиной проникновения ближнего поля в исследуемую среду. Из результата решения $\varepsilon_1(k_x, k_y, z)$ обратной задачи (2) в k -пространстве искомая трехмерная структура возмущения комплексной диэлектрической проницаемости $\varepsilon_1(x, y, z)$ получается аналогично [4] путем двумерного обратного преобразования Фурье.

В рамках квазидвумерного приближения, справедливого при выполнении условия малости высоты зондирования по сравнению с длиной L отрезка двухпроводной линии $h \ll L$ и условий $H, h, d < L < L_e$ (H – глубина зондирования L_e – характерный продольный масштаб неоднородности среды), в явном виде можно получить ядро интегрального уравнения из соотношения для поля

$$E_0(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2) = \frac{\Delta UC(\varepsilon_0, h)}{\varepsilon_0 + 1} \left(\frac{\mathbf{r}_1}{r^2} - \frac{\mathbf{r}_2}{r'^2} \right), \quad (3)$$

где невозмущенную краевую емкость C можно определить экспериментально по измерениям резонансных характеристик используемого датчика на участке зондируемой среды, где заведомо отсутствуют неоднородности, т.е. $\varepsilon_1(\mathbf{r}) \equiv 0$. Тогда соответствующее интегральное уравнение имеет вид

$$c_1(x', z', y, d) = \frac{1}{4\pi\Delta U} \int \varepsilon_1(r) |E_0(x - x', z, z', d)|^2 dx dz, \quad (4)$$

которое путем преобразования Фурье по x можно свести к одномерному интегральному уравнению

$$c_x^1(k_x, z', d, y) = \frac{1}{2\Delta U} \int \varepsilon_1(k_x, y, z) K(k_x, z, z', d) dz. \quad (5)$$

Для его решения можно предложить использовать данные, получаемые методом многоуровневого сканирования или методом сканирования с переменным расстоянием между проводниками. Тогда искомое решение получается путем обратного преобразования Фурье

$$\varepsilon_1(x, y, z) = \int \varepsilon_1(k_x, y, z) e^{ik_x x} dk_x. \quad (6)$$

3. Заключение

Предложен новый метод ближнепольного СВЧ зондирования с использованием резонансных датчиков на основе двухпроводной линии. В рамках квазистатического приближения получено интегральное уравнение обратной задачи восстановления структуры подповерхностных неоднородностей комплексной диэлектрической проницаемости. В квазидвумерном приближении получено редуцированное уравнение, для которого в явном виде определено ядро и предложены методы решения.

Список литературы

1. Gaikovich K.P. Subsurface Near-Field Scanning Tomography // Physical Review Letters. 2007. V.98. No.18. P.183902. Gaikovich K.P., Gaikovich P.K., Maksimovitch Ye.S., Badeev V.A. // Pseudopulse near-field subsurface tomography // Physical Review Letters. 2012. V.108. No.16. P. 163902.
2. Gaikovich K.P., Gaikovich P.K., Maksimovitch Ye.S., Badeev V.A. Subsurface near-field microwave holography // IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing. 2016. V.9. Issue 1. P. 74–82.
3. Gaikovich K.P., Gaikovich P.K., Maksimovitch Ye.S., Smirnov A.I., Sumin M.I. Dual regularization in non-linear inverse scattering problems // Inverse Problems in Science and Engineering. 2016. V. 24. No. 7. P. 1215–1239.
4. Гайкович К.П., Смирнов А.И., Янин Д.В. Методы ближнепольной резонансной СВЧ диагностики биологических тканей // Журнал радиоэлектроники, 2017, № 2 (23 с.). <http://jre.cplire.ru/jre/feb17/5/text.pdf>

Влияние металлических конструкций на ближнее поле ферритовых магнитных антенн

Дурманов М. А., Редькина Е. А., Широков И. Б.

ФГАОУ ВО Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, 299053, ул. Университетская, 33, Российская Федерация
max.durmanov@gmail.com

Аннотация: В данной работе рассматривается задача нахождения напряженности магнитного поля вблизи ферромагнитных тел для анализа трехмерной картины поля вблизи источника поля и металлической конструкции, что необходимо для решения задачи поиска людей под завалами. Разработаны теоретические модели для определения поля при параллельном и перпендикулярном расположении осей антенны и металлической конструкции

1. Введение

Разработку приборов для поиска людей под завалами, основанных на принципе формирования и зондирования магнитного поля, сложно представить без использования ферритовых магнитных антенн (ФМА), характеристики и геометрические параметры которых должны удовлетворять условиям эксплуатации [1].

Проведенные экспериментальные исследования показали существенное влияние габаритных стальных конструкций на распространение поля ФМА. Это влияние обуславливается тем, что сталь является ферромагнетиком и поэтому служит проводящей средой для низкочастотного поля.

2. Теория

Создание математической модели расчета поля ФМА вблизи габаритных стальных конструкций производится в два этапа. На первом этапе определяется распределение напряженности магнитного поля, создаваемого ФМА. На втором этапе находится результирующая напряженность магнитного поля в точке приема с учетом неоднородности пространства, которая определяется путем суммирования в точке приёма напряженности магнитного поля ФМА в свободном пространстве («первичное поле») и напряженности поля, создаваемого микротоками на границе раздела сред воздух-сталь («вторичное поле»).

Исходные данные для разработки математической модели, а также первый этап моделирования представлен в [2]. В качестве габаритного оборудования рассмотрен ферромагнитный стержень цилиндрической формы, являющийся прототипом рельсы, с известной магнитной проницаемостью и геометрическими размерами и известным положением в пространстве относительно ФМА.

Второй этап разработки математической модели был рассмотрен в статье [3] на примере одиночного витка с током, расположенного соосно стержню. В данной работе рассмотрены два характерных положения ФМА относительно стержня: строго параллельно ему и строго перпендикулярно. Общие теоретические соотношения для строго параллельного расположения могут быть использованы для формирования теоретической модели и для строго перпендикулярного расположения.

Источником магнитного поля является катушка с сердечником, средой распространения магнитного поля — воздух и неферромагнитная порода со средней проницаемостью μ_e . Вносимой неоднородностью в модели является ферромагнитный стержень цилиндрической формы (рис. 1).

Интегральное уравнение для магнитного поля в некоторой т. О с координатами (ρ_0, α_0, z_0) (см. рис. 1) с учетом выбранной системы координат выглядит следующим образом

$$\sigma_M(\rho_0, \alpha_0, z_0) - \frac{\lambda}{2\pi} \oint_s \frac{\sigma_M(\rho, \alpha, z) \cos(\mathbf{r}, \mathbf{n})}{r^2(\rho_0, \alpha_0, z_0, \rho, \alpha, z)} ds = 2\mu_e \lambda H_{0n}(\rho_0, \alpha_0, z_0), \quad (1)$$

где (ρ_0, α_0, z_0) — координаты т. О, в которой суммируются первичное и вторичное поле; (ρ, α, z) — координаты точек, поверхностная плотность гипотетических магнитных зарядов σ_M которых вносит вклад в формирование вторичного поля; H_{0n} — нормальная составляющая напряженности внешнего («первичного») магнитного поля.

Из (1) составляется система интегральных уравнений, которая решается относительно поверхностных плотностей магнитного заряда в фиксированных точках на поверхности цилиндра.

Применение СВЧ измерений для реконструкции археологических объектов

¹ Полетаев Д.А., ¹ Шадрин А.А., ¹ Нудьга А.А. ² Майко В.В.

¹ Крымский федеральный университет имени В.И. Вернадского
г. Симферополь, 295007, пр. Академика Вернадского, 2, Российская Федерация
poletaevda@cfuv.ru

² Институт археологии Крыма РАН
г. Симферополь, 295007, пр. Академика Вернадского, 2, Российская Федерация

Аннотация: В данной работе обсуждается методика применения СВЧ измерительных преобразователей для экспрессного установления соответствия принадлежности отдельных элементов тому или иному археологическому объекту. Проводится теоретическое моделирование разработанного измерительного преобразователя и порядок его использования.

1. Введение

Археологические объекты, представляющие исторический интерес, нередко обнаруживаются в виде отдельных составных частей [1]. Такими объектами являются кувшины, вазы, предметы быта, изготовленные из глины, дерева, камня и других диэлектрических материалов. При этом исследовательская работа проявляется не только в качественном описании находок, но и в соединении их элементов. Необходимо еще на подготовительном этапе этой работы отделять отдельные элементы, входящие в состав другого объекта.

Наиболее точным современным методом считается метод радиоизотопного датирования объектов, позволяющий устанавливать принадлежность отдельных элементов целому объекту [2]. Однако данный метод весьма сложен в применении и длителен.

В настоящее время ближнеполевые СВЧ методы диагностики находят применение в науке, технике и хозяйстве. Их перспективность обусловлена неразрушаемостью образца, отсутствием физического контакта, возможностью получения экспресс-данных при проведении исследований [3]. Данный класс приборов позволяет качественно и количественно анализировать диэлектрические объекты, за счет измерения электрофизических параметров: относительной диэлектрической проницаемости ε и тангенса угла потерь $\operatorname{tg} \delta$. Неотъемлемой составляющей СВЧ датчиков являются резонаторные измерительные преобразователи, конструкции которых определяются областью использования. Наибольшее распространение получила конструкция резонаторного измерительного преобразователя (РИП) с коаксиальной измерительной апертурой. Информационные сигналы такого устройства (добротность Q , частота f и их изменение ΔQ , Δf) однозначно связаны с электрофизическими параметрами исследуемого объекта [3].

Целью работы является анализ применимости резонаторного измерительного преобразователя с коаксиальной апертурой для определения электрофизических параметров отдельных элементов археологических объектов для установления их соответствия цельному объекту.

2. Теория

Конструкция рассматриваемого резонаторного измерительного преобразователя включает (по рис.1, а): отрезок коаксиального волновода, образец толщиной h_2 с электрофизическими параметрами $\varepsilon_2, \operatorname{tg} \delta_2$. Для проведения практических измерений важно, чтобы электрофизические параметры образца оказывали как можно большее влияние на информационные сигналы преобразователя. Из теории коаксиальных линий передач известно, что минимальный коэффициент затухания в коаксиальной линии достигается при отношении радиусов: $R_1 / R_2 = 0,28$. Очевидно, максимальная добротность четвертьволнового резонатора будет также достигаться при данном отношении.

Предварительный анализ позволяет выбрать геометрические размеры резонаторного измерительного преобразователя: $H / \lambda = 1,25$; $R_2 / \lambda = 0,17$; $h / H = 5,6 \cdot 10^{-3}$; $z = \infty$ (резонатор нагружен на свободное пространство). Для анализа применимости резонаторного измерительного преобразователя для подбора схожих материалов, применяемых при реставрации историко-культурных объектов, использовалось численное моделирование методом конечных элементов [4].

Диэлектрические археологические объекты, в большинстве своем, изготавливались из глины, дерева. Диапазон изменений электрофизических параметров следующий: ε от 2 до 7; $\operatorname{tg} \delta$ от 0,001 до 0,1. Из общих физических представлений следует, что выбором радиуса R_0 апертуры можно существенно изменять добротность резонаторного измерительного преобразователя. Установлено, что добротность резонаторного измерительного преобразователя при исследовании образца с параметрами $\varepsilon_2 = 3$; $\operatorname{tg} \delta_2 = 0,01$ остается довольно высокой даже при раскрывах апертуры $R_0 / R_2 > 0,3$. Отчетливо видно значительное изменение добротности с образцом, при $h / H \approx 0,4$. Вместе с тем, даже при $h / H \approx 0,4$, изменение добротности РИП в 2 раза меньше, чем при $h \rightarrow 0$. Это связано со значительным провисанием поля из апертуры. Наибольшее изменение добротности обеспечивается при $h / H < 0,05$.

Последующие численные расчеты проводились для модели с параметрами: $H / \lambda = 1,25$; $R_2 / \lambda = 0,17$; $z = 0$; $h_{21} = 0$; $h_2 / \lambda = 0,14$; $h / H = 0,01$; $\lambda = 3$ см, при изменении величины апертуры R_0 / R_2 от 0,29 до 1. Графики зависимости чувствительности резонаторного измерительного преобразователя от величины R_0 приведены на рис. 1. Чувствительность вычислялась исходя из изменения тангенса угла диэлектрических потерь $\operatorname{dtg} \delta_2 = 0,01$, при значении $\operatorname{tg} \delta_2 = 0,01$ и постоянной относительной диэлектрической проницаемости.

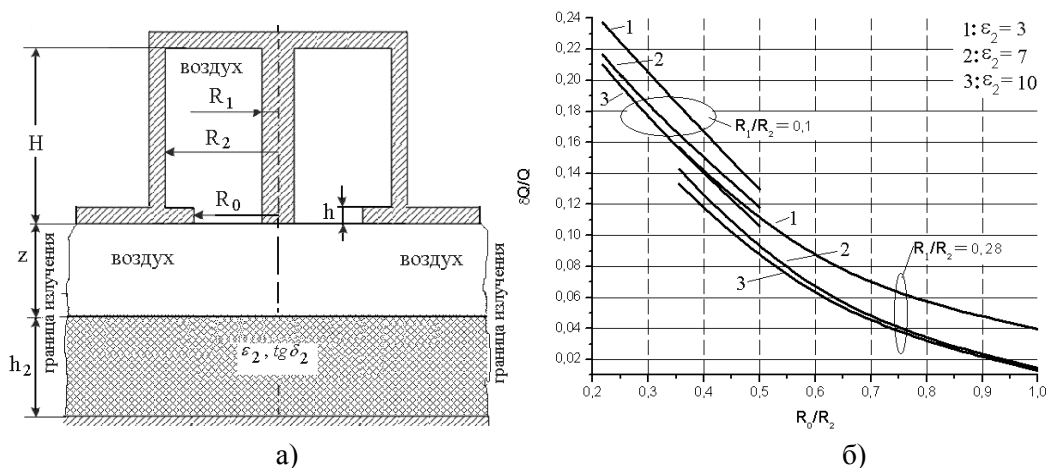


Рис. 1. а) конструкция РИП; б) Зависимость чувствительности резонаторного измерительного преобразователя от величины апертуры и параметров образца

3. Заключение

Таким образом, в ходе проведенного численного моделирования установлено, что параметры СВЧ резонаторного измерительного преобразователя для определения электрофизических параметров археологических объектов целесообразно выбрать следующими: $H / \lambda = 1,25$; $R_2 / \lambda = 0,17$; $z = 0$; $h_{21} = 0$; $h_2 / \lambda = 0,14$; $h / H = 0,01$; $R_0 / R_2 = 0,4$; $R_1 / R_2 = 0,28$; $\lambda = 3$ см.

Данный РИП может применяться специалистами в области археологии при предварительном отборе наборов элементов для сбора целых объектов. Методика применения СВЧ резонаторного измерительного преобразователя следующая: предварительное соединение элементов для установления электрофизических параметров целого объекта, измерение электрофизических параметров объекта (помещение элементов непосредственно вблизи апертуры РИП), измерение электрофизических параметров ассортимента объектов на предмет их соответствия параметрам целого объекта.

Список литературы

1. Подъяпольский С.С. Реставрация памятников архитектуры / С.С. Подъяпольский, Г.Б. Бессонов, Л.А. Беляев, Т.М. Постникова. – М.: Стройиздат, 1988. – 264 с.
2. Stuiver M., Reimer P.J., Braziunas T.F. // Radiocarbon. 1998. V.40. P.1127-1151.
3. Гордиенко Ю.Е. Вклад колебательных и излучательных потерь в характеристики СВЧ преобразователей с коаксиальной измерительной апертурой / Ю.Е. Гордиенко, Ю.И. Гуд, Д.А. Полетаев // Радиотехника. – 2009. – № 157. – с. 108 – 114.
4. Григорьев А. Электродинамика и техника СВЧ / А. Григорьев. – М.: высш. шк., 1990. – 335 с.

Линза Ротмана в задаче наблюдения за радиоосвещенной окружающей средой

Петросян М. М.

Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
г. Москва, 125009, Российская Федерация
manvel93@rambler.ru

Аннотация: Рассматривается задача наблюдения окружающей среды, освещенной сверхширокополосным шумоподобным некогерентным микроволновым излучением – радиосветом. В качестве устройства для наблюдения предлагается использовать многолучевую систему, основанная на основе линзы Ротмана. Проведены расчеты фрагмента многолучевой системы, с семью лучами и семью антеннами, численные эксперименты по формированию диаграмм направленности. На основе рассчитанной топологии реализована многолучевая антенна в диапазоне частот 3-5 ГГц. Произведены эксперименты по приему радиоосвещения чувствительной ячейкой радиосвета подключенной к антенне.

1. Введение

Использование шумовых некогерентных сверхширокополосных источников микроволнового излучения по аналогии с обычным светом создает широкие возможности по наблюдению за окружающей средой. Эта идея активно развивается в ИРЭ им. В. А. Котельникова, где уже разработали эффективные и компактные источники микроволнового радиоосвещения – радиолампы [1-3], чувствительную ячейку радиосвета имеющего широкий динамический диапазон и способность повышать диапазон путем накопления сигнала [4, 5]. Продемонстрировано освещение среды лампами радиосвета и получение изображений в радиосвете этой среды и объектов, находящихся в ней [6, 7].

Подобно человеческому глазу, где множество чувствительных элементов совместно с линзой формируют изображение, системы наблюдения на основе радиоосвещения могут развиваться в том же направлении. Аналогом глаза или фотокамеры видимого диапазона могут рассматриваться микроволновые многолучевые приемные системы. Системы наблюдения на основе многолучевых антенн — это такие системы, в которых одновременно могут формироваться множество диаграмм направленностей [8]. Радиоосвещение попадая на окружающие предметы и поверхности будет частично проходить через них, частично отражаться или рассеиваться, частично поглощаться в них и попадая на приемную часть многолучевой системы будет на его выходе формировать изображение этих объектов и поверхностей.

2. Линза Ротмана

В линзе Ротмана лучи формируются за счет того, что между выходами линзы и антеннами антенной решетки создаются пути распространения волны таким образом, чтобы из-за разницы задержек распространения формировался луч определенного направления в пространстве. В данной работе рассматривается линза Ротмана по причине простоты его реализации на основе печатных плат и возможности его дальнейшей интеграции как с антеннами, так и с приемниками радиосвета.

Для экспериментального исследования линзы Ротмана в задаче приема радиоосвещения, был произведен расчет исследовательского макета параметры которого были выбраны исходя из легкости дальнейшей реализации. По этой причине размеры линзы ограничивались 20 x 20 см, диэлектрическая проницаемость печатной платы $\epsilon = 4.4$, с числом антенн и лучей 7, максимальный угол сканирования 60 градусов, частотный диапазон 3-5 ГГц, ширина диаграммы направленности 19 градусов для частоты 4 ГГц.

Топология для заданных параметров была получена в программном комплексе Matlab, электромагнитная симуляция производилась в программе ADS Keysight методом моментов, где результатом симуляции являлась матрица S параметров для всех пар входов и выходов линзы для заданных длин волн.

Диаграммы направленности для центральных лучей (четвертый луч) для частот 3 ГГц, 4 ГГц и 5 ГГц, построенные с расчетными S параметрами, полученными в результате моделирования, представлены на рис. 1а.

С этой топологией была изготовлена линза на печатной плате из материала FR4. В качестве антенных ячеек использовались печатные антенны с тороидальной диаграммой направленности. Разработанная линза совместно с чувствительными ячейками радиосвета подключенными к портам линзы будет формировать аналог «глаза» животного или фотокамеры в радиодиапазоне, где чувствительный элемент играет роль чувствительной палочки глаза, а линза Ротмана будет аналогом хрусталика.

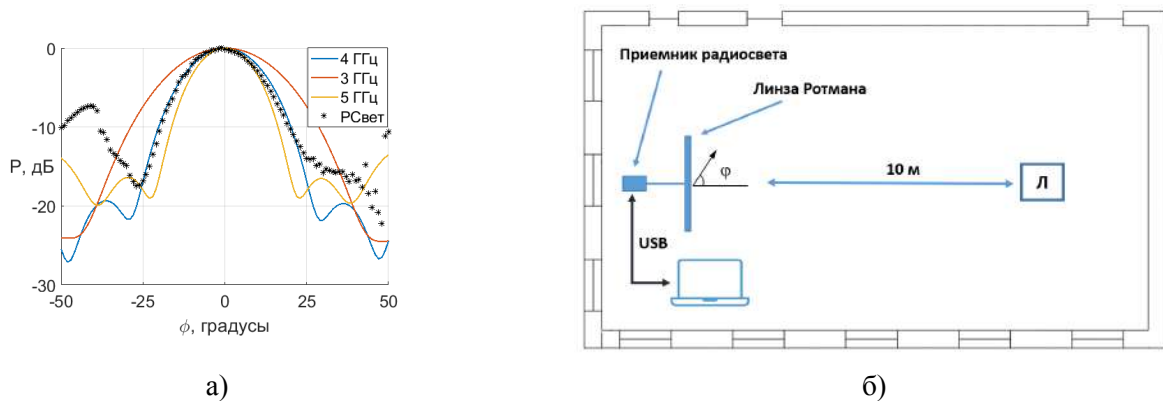


Рис. 1. а) Диаграммы направленности центральный луч (четвертый луч) для частот 3 ГГц, 4 ГГц и 5 ГГц и результат экспериментального измеренного четвертого (центрального) луча (звездочки) при приеме радиоосвещения; б) Схема эксперимента, Л лампа радиосвета

С разработанной ранее чувствительной ячейкой радиосвета [4, 5] и линзой Ротмана были поставлены эксперименты по приему радиоосвещения (рис. 1б). Приемник поочередно подключался к портам линзы после чего измерялось диаграмма направленности при приеме радиоосвещения.

Направление лучей и ширина диаграмм направленности, полученные в результате экспериментов, достаточно хорошо совпадают с расчетными. Для центрального луча наблюдается боковой лепесток под углом -40 градусов (рис. 1а, звездочки), который скорее всего обусловлен отражением от стены, в пользу этого намекает отсутствие такого же лепестка с правой стороны где находятся окна, при том что линза полностью симметричная. При сопоставлении результатов моделирования и экспериментальные данные, что луч при приеме радиосвета совпадает с лучом центральной частоты те 4 ГГц.

3. Заключение

Системы наблюдения за окружающим пространством, основанные на радиоосвещении, характеризуются простотой конструкции, разнесенностью и независимостью источников и приемников, возможность одновременного наблюдения за всей территорией за счет ее полного освещения, отсутствием интерференции при получении изображений. Использование многолучевых систем с чувствительными ячейками радиосвета расширяет круг возможных практических применений радиоосвещения. Интеграция чувствительных ячеек и печатных антенн в радиолинзу позволит сформировать простое устройство, позволяющее эффективно наблюдать за радиоосвещенной окружающей средой.

Список литературы

1. Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., М.Ю. Герасимов М.Ю., В.В. Ицков В.В. Радиоосвещение на основе сверхширокополосных генераторов динамического хаоса // РЭ. 2016. Т. 61. № 11. С. 1–11.
2. Дмитриев А.С., Ефремова Е.В. Источники радиоосвещения на основе сверхширокополосных микрогенераторов хаотических колебаний // Письма в ЖТФ. 2016. Т. 42. № 24. С. 49–57.
3. Dmitriev A.S., Efremova E.V., Gerasimov M.Y., Itskov V.V. Look at the world in a different light // Nonlinear Phenomena in Complex Systems. 2017. V. 20, No. 2, P. 133 – 143..
4. Гуляев Ю.В., Дмитриев А.С., Ицков В.В., Петросян М.М., Рыжов А.И., Уваров А.В. Экспериментальная ячейка приемника радиосвета // Письма в ЖТФ. 2018. Т. 44, № 21. С. 81–90.
5. Гуляев Ю.В., Дмитриев А.С., Ицков В.В., Петросян М.М., Рыжов А.И., Уваров А.В. Ячейка приемника радиосвета // Радиотехника и электроника. 2018. Т. 63, № 9. С. 1–7.
6. Дмитриев А.С., Ицков В.В., Петросян М.М., Попов М.Г., Рыжов А.И. Искусственное радиоосвещение: источники, приёмники и получение изображений // Физические основы приборостроения. 2018. Т. 7. № 3(29). С. 50–63.
7. Дмитриев А.С., Ицков В.В., Петросян М.М., Попов М.Г., Рыжов А.И. Искусственное радиоосвещение в закрытом пространстве // Радиотехника и электроника. 2019. Т. 64. №9. С. 916–925.
8. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. М. Высшая школа, 1988.

Мультифокусировка электромагнитного излучения в зоне ближнего излученного поля

¹ Веденькин Д.А., ¹ Седельников Ю.Е., ¹ Ситдииков Д.Д.

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

Аннотация: В работе рассматриваются возможности реализации фокусировки электромагнитного излучения в несколько точек одновременно. Предлагаются математические модели, реализующие эффект мультифокусировки, оцениваются основные свойства устройств, реализующих идею мультифокусировки.

1. Введение

В современных технологиях наблюдается тенденция к использованию радиотехнических устройств, функциональное назначение которых заключается в формировании распределения электромагнитного поля на расстояниях близких к геометрическим размерам апертуры. К ним можно отнести радиотехнические средства медицинской диагностики, промышленности и сельского хозяйства, ближней радиолокации, телекоммуникационные технологии и многое другое. СВЧ-энергия, ставшая традиционным методом воздействия на материалы и вещества, позволяет расширить круг технологических задач, как, например, разогрев и сушка. Данная работа посвящена рассмотрению особенностей реализации принципа мультифокусировки и формулированию основных свойств мультифокусированного электромагнитного поля, рассмотрению влияния сфокусированного поля в окрестности каждой точки друг на друга и оценке напряжённостей полей в точках при удалении их от апертуры.

2. Теория

К настоящему времени антенной теорией в дальней зоне занимается апертурная теория антенн, которая определяет свойства диаграмм направленности в зависимости от пространственных распределений источников излучения на апертурах. В ближней же зоне, то есть в области, примыкающей к апертуре, аналогичная теория в полностью завершённом виде отсутствует. Основные вопросы, связанные с реализацией сфокусированных электромагнитных полей рассмотрены в [1-4].

Для реализации эффекта мультифокусировки с использованием антенных решеток могут быть использованы два подхода. Первый подход заключается в использовании части элементарных излучателей многоэлементной сфокусированной антенной решетки для формирования первого сфокусированного пятна, второй части излучателей для формирования второго сфокусированного пятна и т.д. Число необходимых точек фокусировки определяет число «подрешеток» единой многоэлементной антенной решетки, реализующей эффект мультифокусировки. При этом число элементов в каждой «подрешетке» может быть разным и определяется требованиями к размерам области фокусировки и уровню сфокусированного излучения в конкретной точке фокусировки. При этом каждый элементарный излучатель «подрешетки» излучает, например, монохроматический сигнал, параметры которого соответствуют требованиям по формированию конкретного сфокусированного излучения. Второй подход заключается в излучении каждым элементарным излучателем более сложного много-частотного сигнала, параметры каждой из частотных компонент которого определяются исходя из требований к формированию электромагнитного поля в конкретной точке фокусировки (Рисунок 1).

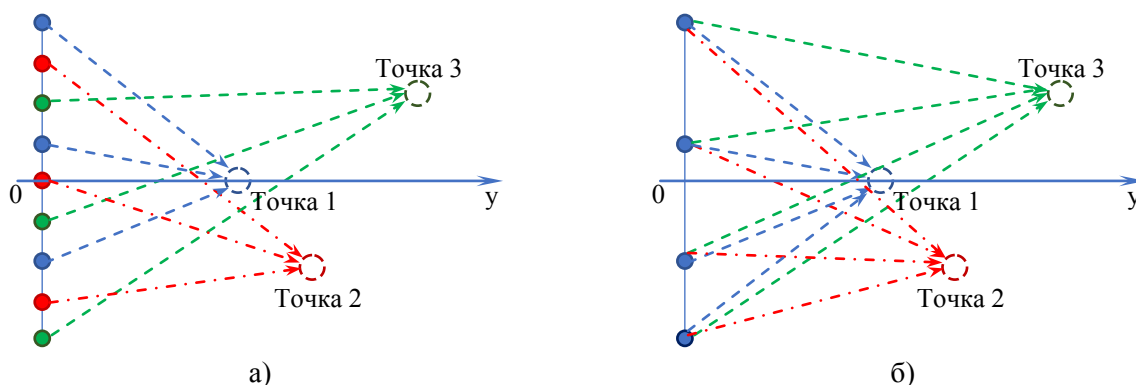


Рис. 1. Организация мультифокусировки:
а) - с организацией «подрешеток», б) - с использованием многочастотного излучения

В качестве иллюстрирующих результатов приведем распределения напряженностей сфокусированных полей для первого и второго подхода (Рисунок 2).

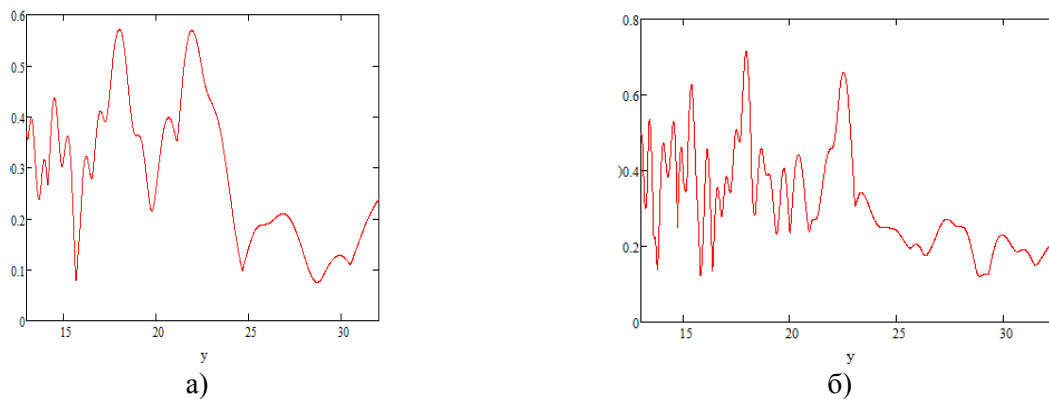


Рис. 2. Мультифокусировка электромагнитного излучения для точек фокусировки с координатами (0.3;18) и (0.3;22): а) - с организацией «подрешеток», б) – с использованием многочастотного излучения

Как видно из графиков, представленных на рисунке 2, мультифокусировка электромагнитного излучения возможна и эффективна. Максимумы поля наблюдаются отдельно и отчетливо.

3. Заключение

Предложена идея организации мультифокусированного излучения на базе двух подходов: с организацией «подрешеток» и с использованием многочастотного излучения. Показана эффективность мультифокусировки.

Список литературы

1. Седельников Ю.Е., Тестоедов Н.А., Веденькин Д.А. и др. Антенны, сфокусированные в зоне ближнего излученного поля // под общ. ред. Ю.Е. Седельникова и Н.А. Тестоедова. Красноярск : Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т, 2015. 308 с.
2. Седельников Ю.Е., Веденькин Д.А. Антенные решетки, сфокусированные по широкополосному сигналу // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2015. С7 23-30.
3. Vedenkin D.A., Klassen V.I., Sedelnikov Y.E. Control of parameters of large aperture antenna arrays with using the overflight method and principles of virtual focused apertures // Нелинейный мир. 2017. С. 32-36.
4. Веденькин Д.А., Седельников Ю.Е., Насыбуллин А.Р. Фокусировка электромагнитного излучения в диссипативной среде // Вестник Поволжского гос. тех. Ун-та. 2017. С. 61-68.

Активная радиометка на основе хаотических радиосигналов и принцип её работы

Попов М.Г.

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

Аннотация: Одной из задач, возникающих в рамках интернета вещей, является удаленная идентификация объектов. Данная задача решается с использованием радиометок. При этом в рамках интернета вещей обеспечивают данные радиометки также должны обеспечивать сетевые взаимодействия. В работе предлагается активная радиометка удовлетворяющая данному требованию, использующая для передачи информации хаотические радиоимпульсы. Рассмотрено устройство и принцип работы метки.

1. Введение

По мере увеличения количества используемых электронных устройств все большее их количество передает информацию между собой или оказывается подключенным к глобальной сети, реализуя концепцию, называемую интернетом вещей (Internet of Things – IoT). Важнейшим элементом интернета вещей является радиочастотная идентификация и основным узлом системы идентификации является радиометка [1].

В рамках интернета вещей большую роль играют связи между объектами и возможность сбора и анализа информации. Большинство систем идентификации являются централизованными и фокусируются на расширении идентификационных возможностей - определения местоположения и навигации [2, 3]. При этом, существует потребность в радиометках для интернета вещей, способных к сетевым взаимодействиям.

2. Основные требования

Рассмотрим подробно основные требования, возникающие при разработке радиометки для интернета вещей.

Радиодиагностики систем идентификации можно разделить на 2 больших класса согласно источнику питания - пассивные, использующие для работы энергию сигнала считывателя, и активные, обладающие собственным источником питания. Основным ограничением пассивных систем является дальность связи, которую они способны обеспечить.

В рамках интернета вещей дальность связи при большинстве применений не превышает 30 м: в рамках «умного» дома или офиса, в системах контроля доступа, в системах магазинов. Подобная дальность не достижима для пассивных радиометок с учетом накладываемых на них ограничений. Таким образом, радиометка для решения описываемых задач должна быть активной, но длительность автономной работы должна составлять не менее нескольких месяцев.

Требования к объему и скорости передачи формируются из максимальной скорости для передачи данных от одного устройства, а также физической скорости, необходимой для обеспечения одновременной работы множества устройств. Высокая пиковая скорость необходима в мультимедийных приложениях - передача видео в высоком качестве требует до 5 Мбит/с. Подобная скорость также является достаточной для одновременной работы более 50 устройств, использующих канал в 1 Кбит/с, без синхронизации и передаче с первой попытки с вероятностью более 99%.

Наконец, радиометка должна обладать возможностью подключения внешних узлов и устройств, а также возможностью обеспечивать различные сетевые взаимодействия, возникающие в системах интернета вещей.

2. Активная радиометка

В качестве основы для разрабатываемого устройства был использован универсальный сверхширокополосный беспроводной передатчик модуль [4], позволяющий подключать различные внешние модули - сенсоры, элементы питания или актуаторы. Диапазон частот модуля лежит в пределах 3 – 5 ГГц, физическая скорость передачи составляет до 12 Мбит/сек, дальность передачи - до 30 м. При передаче на скорости в 6 Мбит/с потребление тока составляет около 45 мА,

при скорости в 250 кбит/с - уже 4.5 мА, возможно использование энергосберегающих режимов, обладающий потреблением до 15 мкА.

Хаотические радиосигналы, используемые для радиометки устойчивы в сложных условия распространения и у них почти отсутствуют замирания в канале. Также они устойчивы к узкополосным помехам и у них отсутствует взаимное влияния на существующие широко используемые системы на основе Bluetooth, Wi-Fi и ZigBee (2.4 ГГц).

Благодаря наличию в метке как передатчика, так и приемника, в отличие от большинства активных меток, она может работать не только в режиме периодического излучения идентификационной информации, но и принимать информацию от других таких меток. Предлагаемая метка может быть использована также как сетевая, с передачей информации между радиометками.

Основными режимами работы являются периодическая посылка сообщений, отклик на сообщение, работа с определением возможных связей между устройствами или сетевом режиме.

Базовая идентификация может осуществляться в двух основных режимах - режиме маячка или режиме отклика. При этом периодически, с заданным интервалом времени, радиометка излучает в эфир пакет с идентификационной информацией или включает приемник и ожидает получения запроса от считывателя, посылая информацию в ответ. Сами запросы могут быть широкополосными, включать в себя конкретный идентификатор или диапазон идентификаторов.

Для режимов с определением связей основной задачей, помимо обеспечения работоспособности метки, является формирование в каждом устройстве таблицы связей, которая представляет собой набор записей вида «идентификатор 1 -> идентификатор 2». Такая запись означает, что устройство с идентификатором 2 способно принимать пакеты от устройства с идентификатором 1.

Устройство при этом работает в базовом режиме, соответствующем режиму маячка или режиму отклика, но периодически и не регулярно переходит в режим уточнения таблицы связей.

Работая в режиме маячка, устройство транслирует свою идентификационную информацию, а также изменения таблицы связей, если они есть. На одном из циклов, во время которого происходит уточнение связей, вместо излучения идентификационной информации, происходит включение приемника и на основе полученной информации происходит корректировка таблицы связей устройств и если эта таблица связей изменилась, то устройство транслирует эти изменения далее. В установившемся режиме мы получим множество меток, работающих в режиме маячка, однако на каждой из них будет содержаться информация о связях между ними.

Данный алгоритм позволяет расширить функционал работы радиометки в режиме маячка, однако есть задачи, для которых основным режимом работы должен являться режим отклика и аналогичный режим работы может быть построен и для него. В этом случае, по аналогии с расширенным режимом маячка, в одном из циклов метка вместо прослушивания эфира транслирует информацию о связях в эфир.

Сетевые возможности позволяют расширить функционал и могут помочь в решении ряда задач, возникающих в рамках интернета вещей - поиск определенного устройства, считывание с учетом ретрансляций, установление всех возможных связей между устройствами в области видимости с учетом возможных ретрансляций, контроль состояния узлов.

3. Заключение

Предложена и разработана активная сверхширокополосная радиометка, использующая в качестве основы универсальные СШП прямохаотические модули. Описаны принципы сетевого взаимодействия для меток, что позволяющие значительно увеличить возможности построенных на их основе систем интернета вещей.

Список литературы

1. Li Da Xu, Wu He, and Shancang Li «Internet of Things in Industries: A Survey» // IEEE transactions on industrial informatics, 2014, vol. 10, no. 4, pp. 2233-2243
2. Zhang D., Yang L.T., Chen M., Zhao S., Guo M., Zhang Y. «Real-Time Locating Systems Using Active RFID for Internet of Things» // IEEE Systems journal, 2016, vol. 10, no. 3, pp. 1226-1235
3. Jorge R., Felix V., Cesar P., Design and Implementation of a system to estimate arrival times of public transport vehicles with Active RFID technology. // 8th Euro American Conference on Telematics and Information Systems (EATIS), 2016, 28-29 April
4. Дмитриев А.С., Герасимов М.Ю., Ицков В.В., Лазарев В.А., Попов М.Г., Рыжов А.И. «Активные беспроводные сверхширокополосные сети на основе хаотических радиопульсов». Радиотехника и электроника, 2017, т. 62, №4, с. 354-363.

Сравнительный анализ алгоритмов оценки расстояния частотным дальномером ближнего действия

Атаянц Б.А., Давыдочкин В.М., Езерский В.В.
 ООО предприятие «КОНТАКТ-1»
 г. Рязань, 390010, проезд Шабулина, 18, Российская Федерация
 skb@kontakt-1.ru

Аннотация: В данной работе сравниваются перспективные алгоритмы оценки расстояния частотным дальномером ближнего действия. Оцениваются предельные возможности алгоритмов по достижимой точности измерения, их чувствительность к помехам и шумам, быстродействие и сложности практической реализации. Для анализа используются результаты цифрового моделирования и обработки реальных сигналов.

1. Введение

Теория ближней прецизионной частотно модулированной (ЧМ) дальнометрии развивается уже более 30 лет и к ней постоянно не ослабевает интерес исследователей. Это объясняется большой практической заинтересованностью производителей различных ЧМ дальномеров в совершенствовании характеристик выпускаемых устройств. Поэтому целью настоящей работы является сравнение характеристик перспективных для практической реализации алгоритмов обработки сигнала разностной частоты (СРЧ).

2. Сравнимые алгоритмы

Алгоритм 1. Этот классический алгоритм предполагает поиск положения на оси частот максимума спектральной плотности амплитуд $\dot{S}(x)$ (СПА) [1], вычисленной с использованием некоторой весовой функции (ВФ) $w(t)$

$$|\dot{S}(x_R)| = \max_x \{|\dot{S}(x)|\}, \quad (1)$$

где $x_R = \Delta\omega t_3 (2\pi)^{-1}$ - нормированная частота (расстояние), соответствующая максимуму спектральной плотности амплитуд; t_3 - время задержки принятого сигнала; $\Delta\omega = 2\pi\Delta F$ - диапазон перестройки частоты при частотной модуляции.

По полученному значению частоты вычисляется измеряемое расстояние $\hat{R}$

$$\hat{R} = x_R c / (2\Delta F). \quad (2)$$

При практической реализации алгоритм включает в себя два этапа.

На первом этапе используется вычисление амплитудного спектра СРЧ $u_p(t_n)$ с помощью БПФ с числом отсчётов N и оценкой частоты по (1). При этом из-за дискретности спектра измерение производится с ошибкой $\Delta R = c / (4\Delta F)$.

На втором этапе для уточнения оценки частоты используется численный алгоритм поиска максимума спектра, вычисляемого с помощью непрерывно-дискретного преобразования Фурье (НДПФ)

$$S(x) = \sum_{k=0}^{N-1} u_p(k) w(k) \exp(-j\pi x k), \quad 0 \leq x \leq 1. \quad (3)$$

При этом поиск максимума спектра выполняется в симметричном диапазоне частот внутри главного лепестка спектра вблизи полученной на предыдущем этапе частоты.

Алгоритм 2. В этом алгоритме используется поиск максимума спектральной плотности мощности (СПМ) вычисленной для аналитического сигнала [2, 3].

При этом используются квадратурные составляющие СРЧ $u_{re}(t)$ и $u_{im}(t)$ СРЧ, в виде аналитического комплексного сигнала $\dot{u}_p(t) = u_{re}(t) + ju_{im}(t)$. По этому сигналу с добавленными N нулями и использованием ВФ вычисляется комплексная корреляционная функция

$$\dot{B}(n) = \text{ОБПФ} \left\{ \text{БПФ} \left[\dot{u}_p(n) w(n) \right]^2 \right\}. \quad (4)$$

Затем по отсчётам корреляционной функции вычисляется оценка расстояния $\hat{R}$

$$\hat{R} = \frac{cN}{2\Delta F\pi} \frac{\sum_{n=1}^{N-1} |B(n)| \sum_{k=1}^n \arg\{B(k)B^*(k-1)\}}{\sum_{n=1}^{N-1} n^2 |B(n)|}. \quad (5)$$

У такого алгоритма отсутствует методическая погрешность, присущая алгоритму 1 и вызванная взаимным влиянием спектров, расположенных на положительной и отрицательной полуосях частот.

Алгоритм 3. Аналогичен алгоритму 1, только на втором этапе точной оценки положения максимума СПА используется адаптируемая ВФ (АВФ) [1], которая позволяет практически полностью устранить методическую погрешность и минимизировать шумовую полосу.

Алгоритм 4. Основан на методе максимального правдоподобия с известной начальной фазой. Производится оценка времени задержки сигнала $t_{зз}$ путём поиска максимума сигнальной функции (СФ)

$$q(t_z, \varphi_c) = \frac{2}{N_0} \int_0^T u_p(t, t_z, A_p, \varphi_c) u_z(t, t_z, A_z, \varphi_z) dt \quad (6)$$

Применение этого алгоритма автономно невозможно из-за многоэкстремальности СФ. Поэтому его целесообразно применять в качестве дополнения к одному из рассмотренных выше алгоритмов, позволяющих обеспечить погрешность измерения расстояния, не превышающую четверти длины волны несущего колебания. Такое условие позволяет попасть в область главного лепестка и тем самым ограничить область поиска экстремума. При этом повышается точность оценки и существенно снижается влияние помех и шума.

3. Метод сравнения и результаты

Сравнение алгоритмов производилось с помощью численного моделирования и обработки экспериментально полученных СРЧ. При моделировании оценивалась минимально достижимая погрешность в идеальных условиях, величина погрешности при наличии сигналоподобных помех и шума. При этом также оценивалось среднее время, необходимое каждому из алгоритмов для обработки одной реализации СРЧ.

Часть полученных результатов представлена на рис. 1 и рис. 2. На рисунках представлены зависимости логарифма относительной среднеквадратической погрешности от нормированного расстояния при различных уровнях шума для всех указанных алгоритмов. Точечная линия соответствует алгоритму 1, пунктирная – алгоритму 3, сплошная – алгоритму 4 и штрих-пунктирная – алгоритму 2.

Среднее время обработки одной реализации СРЧ составило при этом: $t_{cp1} = 0.0014$ с.; $t_{cp2} = 0.0012$ с.; $t_{cp3} = 0.0061$ с.; $t_{cp4} = 0.0023$ с.

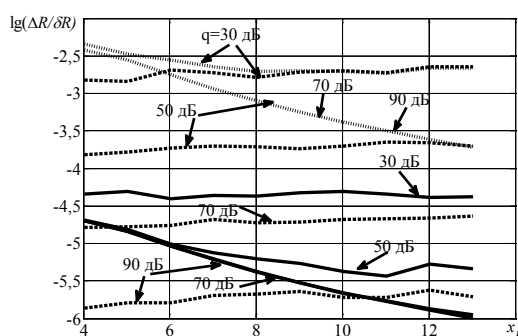


Рис. 1

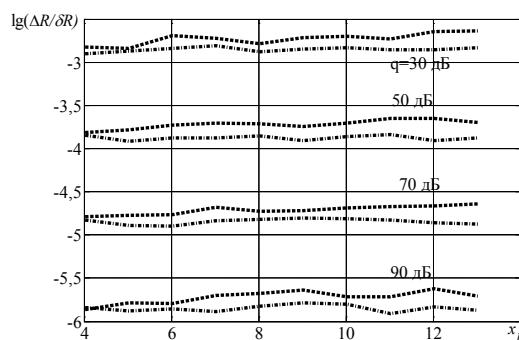


Рис. 2

4. Заключение

Из четырёх рассмотренных алгоритмов наименьшие погрешность в безпомеховой обстановке и время обработки обеспечивает алгоритм 2. На фоне сигналоподобной помехи алгоритмы 1, 2 и 3 обеспечивают одинаковые погрешности измерения. В этом режиме алгоритм 4 позволяет существенно снизить влияние помехи (примерно в 10 раз меньшую погрешность), но при этом примерно в 1,5 – 2 раза большее время обработки. При наличии шума наименьшую погрешность обеспечивает алгоритм 4 для уровня шума превышающего -70 дБ. При меньшем уровне шума его методическая погрешность ограничивает минимальный уровень погрешности. Алгоритм 3 проигрывает алгоритму 2 примерно в 2 – 3 раза по погрешности измерения, имеет примерно в 5 раз большее время обработки. Учитывая сложность реализации двух идентичных квадратурных каналов, можно рекомендовать для практической реализации алгоритм 4.

Список литературы

1. Атаянц Б.А., Давыдошкин В.М., Езерский В.В., Паршин В.С., Смольский С.М. Прецизионные системы ближней частотной радиолокации промышленного применения. М.: Радиотехника. 2012. 512 с.
2. Ронкин М.В., Калмыков А.А., Хрестина Е.И. Оценка частоты сигнала по короткой реализации в локационных системах с непрерывным излучением, на основе обработки квадратурных составляющих // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2015. №1. С. 48-52.

Матрица пьезоэлектрических резонаторов с поперечным электрическим полем с газочувствительными пленками хитозана

Б.Д. Зайцев, А.П. Семёнов, А.А. Теплых, И.А. Бородина

Саратовский филиал института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
410019, Саратов, ул. Зеленая 38

Аннотация: В работе исследована газочувствительная способность анализатора, представляющего собой матрицу из 8 резонаторов с поперечным электрическим полем (ПЭП) изготовленную на основе пластины ниобата лития. Каждый ПЭП резонатор представлял собой два прямоугольных электрода, нанесенных на одной стороне пластины. На свободной от электродов стороне пластины напротив каждого резонатора были нанесены пленки гликолата хитозана. Газочувствительные свойства данного анализатора изучались по отношению к смеси воздуха с аммиаком.

1. Введение

Резонаторы с поперечным электрическим полем (ПЭП) все чаще находят свое применение при разработке и создании различного рода сенсоров на их основе [1-3]. Электроды таких резонаторов располагаются на одной стороне пьезоэлектрической пластины, а электрическое поле существует не только в пластине, но и в прилегающем вакууме, что дает им ряд преимуществ по сравнению с резонаторами с продольным электрическим полем. Очевидно, что изменение проводимости, вязкости и диэлектрической проницаемости среды, прилегающей к свободной стороне резонатора, будет приводить к изменению его параметров. Ранее было показано, что изменением зазора между электродами и ширины области покрытия электродов поглощающим слоем можно менять добротность резонатора в очень широких пределах [4]. Было также экспериментально установлено, что несколько ПЭП резонаторов на одной пьезоэлектрической пластине можно акустически изолировать либо с помощью системы канавок [5], либо с помощью поглощающих слоев [6]. В настоящей работе были исследованы газочувствительные способности матрицы из 8 ПЭП резонаторов, представляющей собой пластину ниобата лития с 8 парами электродов на одной ее стороне и с пленками гликолата хитозана на другой.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Для проведения исследований была использована пластина ниобата лития X-среза толщиной 500 мкм. На одну сторону пластины были нанесены 8 пар алюминиевых электродов с поперечными размерами $10 \times 5 \text{ мм}^2$, разделенных зазором 2 мм. Расстояние между резонаторами составляло 6 мм. Для подавления паразитных колебаний все пространство вокруг резонаторов было покрыто слоем быстросохнущего лака толщиной $\sim 0.2 \text{ мм}$ [7]. Каждый электрод также наполовину покрывался лаком [4]. Пленки хитозана с толщиной $\sim 20 \text{ мкм}$ наносились на обратную относительно электродов сторону пластины напротив каждого резонатора. Специально изготовленное коммутирующее устройство позволяло поочередно подключать каждый ПЭП резонатор к анализатору импедансов E4990A (Keysight Technologies) и измерять частотные зависимости реальной (R) и мнимой (X) частей электрического импеданса. Коммутирующее устройство с матрицей ПЭП резонаторов было сопряжено с газовой камерой, таким образом, чтобы в контакте с газом находилась только сторона пластины ниобата лития, содержащая пленки хитозана. Измерения показали хорошее качество резонаторов с частотой параллельного резонанса $\sim 6.5 \text{ МГц}$ и добротностью 1000 – 2000. Выборочная проверка акустической изоляции резонаторов, проводимая с помощью измерителя S параметров типа E5071C (Agilent Technologies, USA), показала, что параметр S_{12} между соседними резонаторами превышает 50 дБ по абсолютной величине. В качестве газовой среды была выбрана смесь «воздух-аммиак», получаемая в ходе испарения нашатырного спирта в герметичной камере.

3. Полученные результаты

В герметичную емкость объемом 0.95л, основанием которой служила пластина ниобата лития, помещалась бюкса с 10 мл 10% раствора аммиака. После этого специальная программа поочередно подключала каждый резонатор к измерителю импедансов в соответствие с заданной последовательностью, измеряла частотные зависимости R и X , определяла максимальное значение R и резонансную частоту для каждого резонатора, и сохраняла эти результаты во встроенной памяти измерителя E4990A. Данные измерения выполнялись непрерывно в заданном цикле по команде оператора. Результаты эксперимента представлены на рисунке 1.

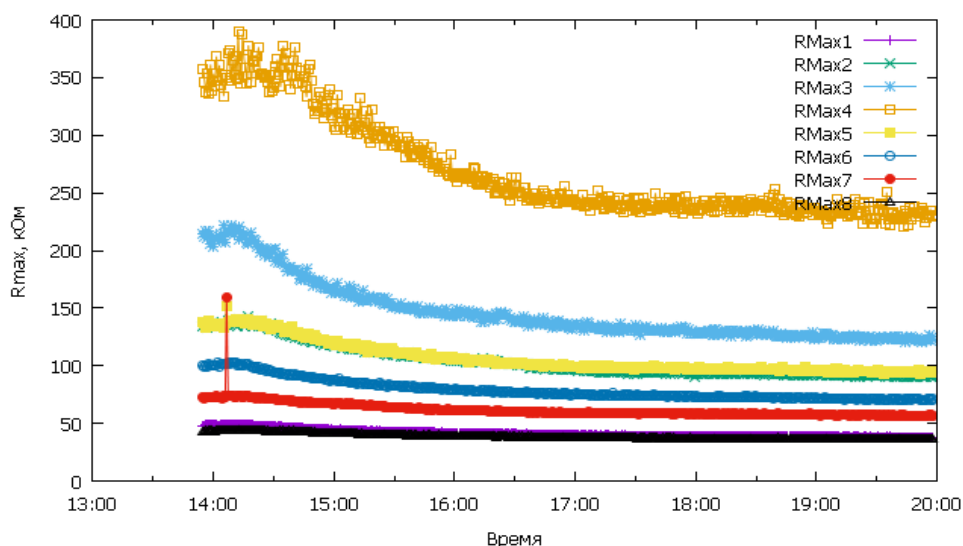


Рис. 1. Экспериментальные зависимости максимального значения реальной части электрического импеданса от времени для каждого резонатора матрицы при воздействии смеси воздуха с аммиаком

4. Заключение

Разработан и создан макет газового анализатора, представляющий собой матрицу резонаторов с поперечным электрическим полем на пластине ниобата лития X-среза. На свободной от электродов стороне пластины была нанесена матрица пленок хитозана. Матрица резонаторов была встроена в специальное коммутирующее устройство, позволяющее в автоматизированном режиме подключать выбранный резонатор к измерителю импеданса по команде с управляющего компьютера. Это устройство было также дооборудовано газовой камерой. Были проведены эксперименты с парами нашатырного спирта, которые показали, что созданная мультисенсорная система обладает высокой чувствительностью к присутствию аммиака в воздухе. Установлено, что с ростом концентрации аммиака максимум реальной части электрического импеданса уменьшается и достигает насыщения во всех случаях. Результаты проведенных экспериментов открывают перспективы создания газочувствительных мультисенсорных систем на основе матрицы ПЭП резонаторов. Работа выполнена при частичной финансовой поддержке гранта РФФИ № 19-07-00300 и 20-07-00602. Авторы признательны Федорову В.С. (Сколковский институт науки и технологии, Москва, Россия) за предоставление материалов для получения пленок хитозана и полезные консультации.

Список литературы

- 1 Hu Y., French L.A., Radecsky Jr. K., Pereira da Cunha M., Millard P., Vetelino J.F. A lateral field excited liquid acoustic wave sensor // IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectrics, and Freq. Cont. 2004. V.51, pp. 1373-1379.
- 2 Vetelino J.F. A lateral field excited acoustic wave sensor platform // Proc. IEEE Ultrasonics Symp. 2010. pp. 2269 – 2272.
- 3 Zaitsev B.D., Shikhabudinov A.M., Teplykh A.A., Kuznetsova I.E. Liquid sensor based on a piezoelectric lateral electric field-excited resonator // Ultrasonics. 2016. V.68, pp. 179-183.
- 4 Zaitsev B.D., Kuznetsova I.E., Shikhabudinov A.M., Teplykh A.A., Borodina I.A. The study of piezoelectric lateral-electric-field-excited resonator // IEEE Trans. on Ultrason., Ferroelectrics, and Freq. Control. 2014. V.61, No 1. pp. 166–172.
- 5 Winters S., Berngardt G., Vetelino J.F. A dual lateral field excited bulk acoustic sensor array // IEEE Trans. on Ultrason., Ferroelectrics, and Freq. Control. 2013. V. 60, No 3. pp. 573-578.
- 6 Borodina I.A., Zaitsev B.D., Teplykh A.A., Shikhabudinov A.M., Kuznetsova I.E. Array of piezoelectric lateral electric field excited resonators // Ultrasonics. 2015. V. 62. pp. 200-202.
- 7 Зайцев Б.Д., Кузнецова И.Е., Шихабудинов А.М., Васильев А.А. Новый способ подавления паразитных мод в пьезоэлектрическом резонаторе с поперечным электрическим полем // Письма в ЖТФ. 2011. Т. 37, № 11. С. 27–34.

Варианты исполнения конструкций боевых частей многофакторного действия

¹ Козлов В.В., ¹ Зонтова Т.В.

¹ Черноморское высшее военно-морское училище имени П.С. Нахимова
г. Севастополь, 299028, 1-А, ул. П. Дыбенко, Российская Федерация
zontova_tatyana@mail.ru

Аннотация: В работе предложены конструктивные схемы боевых частей многофакторных средств поражения на основе взрывомагнитных генераторов СВЧ – излучения. Основной целью разработок данных конструкций является повышение эффективности и расширение боевых возможностей боеприпасов на основе взрывомагнитных генераторов частоты при поражении типовых объектов вооружения и военной техники с элементами радиоэлектронных систем.

1. Введение

Одним из основных направлений современного этапа реформирования Вооруженных Сил Российской Федерации 2008-2020 гг. является широкая информатизация наземной, морской и воздушной компонент, что предполагает внедрение новейших информационных технологий в радиоэлектронные системы управления войсками и оружием до тактического звена включительно. В этой связи на первый план выходит комплекс мероприятий радиоэлектронной борьбы, предназначенных для выявления и последующего подавления радиоэлектронных систем противника. При этом, средства и методы ведения радиоэлектронной борьбы постоянно совершенствуются, в частности предусматривается не только постановка помех, затрудняющих или не допускающих передачу информации, но и использование мощных электромагнитных импульсов для функционального поражения чувствительных элементов радиоэлектронных средств.

2. Теория

В настоящее время, наряду с применением боеприпасов разрушительного и зажигательного действия, успешно разрабатываются электромагнитные боеприпасы, построенные на новых физических принципах. Наиболее перспективным направлением является создание электромагнитного боеприпаса на основе взрывомагнитных генераторов частоты [1-5].

Сущность предлагаемого варианта исполнения конструкции боевой части на основе взрывомагнитного кумулятивного генератора состоит в том, что генерирование мощных электромагнитных излучений осуществляется за счет быстрого изменения магнитного потока, а, следовательно, индукционного тока, вследствие того, что формируемая металлическая кумулятивная струя выполняет роль постоянного магнита [6]. Это достигается тем, что заряд взрывчатого вещества состоит из основного заряда взрывчатого вещества цилиндрической формы с центральной осевой полостью, в которой размещена обмотка соленоида, и дополнительного кумулятивного предзаряда взрывчатого вещества с облицовкой, выполненной из материала высокой магнитной проницаемости, обращенного в сторону основного цилиндрического заряда.

На рис.1 представлена схема боевая часть на основе взрывомагнитного кумулятивного генератора.

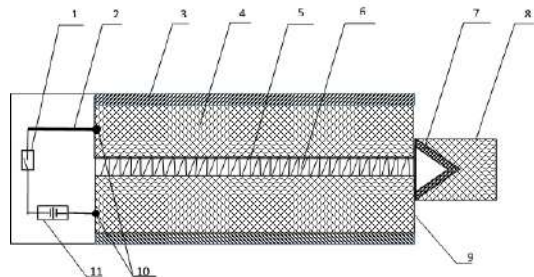


Рис. 1. Боевая часть на основе взрывомагнитного кумулятивного генератора

Рассмотрим второй вариант исполнения конструкций боевых частей многофакторного действия [7]. На рис.2 представлена конструкция комбинированной боевой части на основе взрывомагнитного генератора СВЧ – излучения, которая обеспечивает повышение эффективности при действии по типовым объектам вооружения и военной техники с элементами РЭС.

Техническое решение состоит в том, что предлагаемая боевая часть содержит два взрывомагнитных генератора частоты: импульсный взрывомагнитный кумулятивный генератор частоты и спиральный взрывомагнитный генератор частоты с внешним лайнером, которые представлены на рис.3, рис.4. Техническим результатом является максимизация действия мощного электромагнитного импульса либо за счет увеличения амплитуды импульса, либо за счет формирования полиимпульсного сигнала.

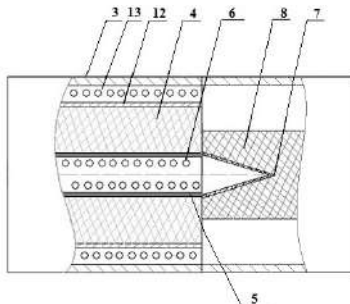


Рис. 2. Комбинированная БЧ на основе ВМГ СВЧ-излучения

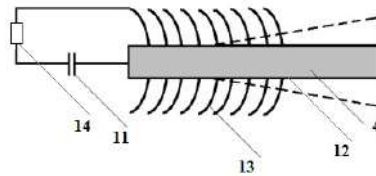


Рис. 3. Спиральный ВМГЧ

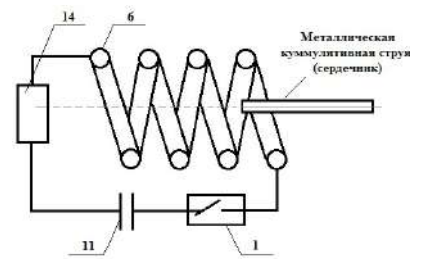


Рис. 4. Схема импульсного взрывомагнитного кумулятивного генератора частоты

Подрыв кумулятивного заряда 8 (рис.2) формирует металлическую кумулятивную струю (рис.4) в момент, когда начальное магнитное поле достигает максимума напряженности при разряде высоковольтного конденсатора 11 (рис.4) на соленоид 6. Металлическая кумулятивная струя играет роль постоянного магнита (сердечника), который с большой скоростью (до 20000 м/с) перемещается внутрь соленоида 6 (рис.4). При этом, также изменяется магнитный поток и возникает электродвижущая сила индукции, которая через витки обмотки контура излучения 5 (рис.2) передается на сопротивление нагрузки (антенную систему) 14 и излучается в пространство в виде мощного сверхкороткого электромагнитного импульса.

Одновременно с этим, при детонации основного заряда бризантного взрывчатого вещества, продукты детонации вызывают расширение лайнера, образуя своеобразный конус (на рис.3 показан пунктирной линией). В результате данного воздействия контур внешнего лайнера 12 замыкает поочередно витки внешнего соленоида 13 (рис.3), тем самым уменьшая индуктивность соленоида. В соответствии с правилом Ленца, магнитный поток внешней спирали стремится сохраниться неизменным, что при уменьшении индуктивности соленоида возможно только за счет увеличения напряженности магнитного поля на незамкнутых витках. Действие электромагнитного излучения максимизируется путем увеличения выходной мощности: импульсный взрывомагнитный генератор и спиральный взрывомагнитный генератор с внешним лайнером, обеспечивают совместно максимизацию действия мощного электромагнитного импульса либо за счет увеличения амплитуды импульса, либо за счет формирования полиимпульсного сигнала.

Рассмотренные конструктивные схемы взрывомагнитных генераторов могут быть предложены в качестве возможных вариантов при проектировании перспективных многофакторных средств поражения на новых физических принципах.

Список литературы

1. Боеприпасы: учебник в 2т./ под общей редакцией В.В. Селиванова. – Москва: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2016.
2. Взрывные генераторы мощных импульсов электрического тока / под ред. В.Е. Фортова. – М.: Наука, 2002. – 399 с.
3. Кравченко В.И. Электромагнитное оружие / В.И. Кравченко // Харьков: НТУ «ХПИ». – 2008. – С. 185.
4. Евграфов В. Разработка радиочастотного оружия за рубежом // Зарубежное военное обозрение, 2013 №1 с. 36-40.
5. Прищепенко А.Б. Взрывы и волны. Взрывные источники электромагнитного излучения радиочастотного диапазона / А.Б. Прищепенко. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2008. – 208 с.
6. Боевая часть на основе взрывомагнитного кумулятивного генератора. Козлов В.В., Зонтова Т.В., Севрюков И.Т., Ильин В.В. Патент на полезную модель RU 179760. 25.05.2018 г. Заявка №2017136606 от 17.10.2017 г.
7. Комбинированная боевая часть на основе взрывомагнитного генератора СВЧ-излучения. Козлов В.В., Зонтова Т.В., Севрюков И.Т., Селиванов В.В., Чуприн А.И. Патент на полезную модель RU 191879. 26.08.2019 г. Заявка №2019118766 от 17.06.2019 г.

Assessment of the possibility of determining wind parameters by a radar-sonde

Vyacheslav E. Ivanov¹, Victor V. Sterlyadkin², Nikolay V. Shirshov³, Sergey I. Kudinov¹

¹Ural Federal University named after the first President of Russia B.N. Yeltsin
Yekaterinburg, 620002, Russian Federation, kudinoffs@mail.ru

²Russian Technological University (RTU MIREA), Moscow, Russian Federation, www.sterlyadkin-v.ru

³Research Institute of Applied Mechanics named after Academician V.I. Kuznetsov, Moscow, Russian Federation

Abstract: At present, for the study of meteorological parameters of the atmosphere, operational weather forecasts, radar systems of various purposes are widely used, which ensure the receipt of data by non-contact measurements. The report assesses the possibility of creating a near-atmospheric wind parameters radar based on the modernization of the radarsonde system for the measurement of upper wind and air data.

1. Introduction

Rapid and reliable wind data is necessary for many sectors of the national economy. Currently, a trend in radar meteorology has been formed related to the development of methods and means for remote measurement of the vertical profile of wind in the atmosphere [1-3]. On the aerological network of the Russian Federal hydrometeorological service, Vector-M aerological radars are widely used for sensing the atmosphere. This type of radar, when upgraded, can be used to determine ground wind parameters without launching radiosondes.

2. Characteristics of meteorological reflectors

To measure the wind profile in all weather conditions, the radar must provide registration of reflections from the clear sky (RCS) associated with turbulent inhomogeneities of the dielectric constant of the atmosphere. It is known that this type of reflection is formed on periodic inhomogeneities having a scale of half the wavelength $\lambda/2$ of the probe radiation (Bragg scattering). In classical radar, the reflecting properties of a single target are estimated using the parameter σ - equivalent scattering area (ESA), which has a dimension, m^2 . In radar meteorology, the reflected signal is formed from atmospheric inhomogeneities representing a three-dimensional distributed target. To assess the reflective properties of such targets, use η -specific radar reflectivity of a unit volume V [m^3]:

$$\eta = \sigma/V. \quad (1)$$

To estimate the level of reflections from any meteorological inhomogeneities, the radar reflectivity value Z [mm^6/m^3] is used, and for the level of reflections from RCS the value C_n^2 [$m^{-2/3}$]. RCS are determined by the inhomogeneities of the refractive index of air and are associated with turbulence and can be estimated η_1 [4]:

$$\eta_1 = 0,38 C_n^2 \lambda^{-\frac{1}{3}} \left[\frac{1}{M} \right], \quad (2)$$

The process of forming inhomogeneities of the dielectric constant is such that their effective size increases with the height of the space under study. In [6], the recommended values of the wavelengths of the probing signal at various heights are given.

3. Evaluation of the level and features of the reception of reflected signals

The operating experience of profilers shows that for a coherent radiation frequency of 1680 MHz with weak turbulence $C_n^2 = (10-16)m^{-2/3}$ and known technical parameters of the radar, the maximum sounding height will be about (3-4) km [5]. If the turbulence intensity increases to $C_n^2 = (10^{-15} \dots 10^{-14}) m^{-2/3}$, then the sounding height may increase to the level of the troposphere [5]. Wind is determined by the velocity of the reflecting volume $V_r(x, y, H, t)$ and the direction $\alpha_0(x, y, H, t)$ at a height of N . The magnitude of the Doppler shift of the reflected signal F_d , the direction of sounding and the wavelength of the sounding signal are related to the parameters of the reflecting volume of the air flow at a height H by the following relation [4]:

$$F_d = 2/\lambda \{ V_r(x, y, H, t) \cos[\alpha_z - \alpha_0(x, y, H, t)] \cos \beta \pm V_v(x, y, H, t) \sin \beta \}, \quad (3)$$

where V_r is the horizontal component of the wind; V_v - vertical component of the wind; x, y are the coordinates of the scattering volume at a height H ; α_z direction of sounding; β is the elevation angle. The speed of the horizontal component of the wind can be determined by the ratio

$$r = F_d \lambda / 2 \sin(\gamma), \quad (4)$$

γ is the angle of deviation of the radiation pattern of the radar antenna from the vertical. The main predicted technical characteristics of coherent upper-air radar are given in [6]. The accumulation of signal energy from the studied reflective volume over a certain time allows digital processing to estimate the frequency of the Doppler shift and the average speed of meteorological inhomogeneities. To determine the wind profile, measurements are carried out for different angles of inclination of the radar beam relative to the vertical and at different time intervals of energy storage within the repetition period of radio pulses. This method allows you to consistently build a vertical profile of wind speed and direction [4].

4. Conclusion

Estimates show that the technical characteristics of a coherent radarsonde after an appropriate modernization of the information processing system make it possible to implement measurements of wind parameters under the conditions of RCS in the altitude range of 300-3000 meters. The control unit of the phased array antenna radar drive with high accuracy provides any direction of the beam for the optimal determination of wind parameters.

References

1. Gorelik A.G, Melnichuk Yu. V. On the relationship between the fluctuation spectrum of a radar signal and the motion of scatterers in meteorological objects", Report USSR Academy of Sciences, 140: 3 (1961), pp. 579-582.
2. Operational aspects of wind profiler radars. Instruments and observing methods/ World meteorological organization, Report No. 79. WMO/TD No. 1196. 2003.
3. Ishihara, M., and al./ Characteristics and performance of the operational wind profiler network of the Japan Meteorological Agency, J. Meteor. Soc. Japan, 84, 1085-1096, 2006.
4. Gorelik A.G., Kolomiyets S.F., Schukin G.G./Information capabilities of wind profilers when sensing the atmosphere. // Meteorology. Scientific notes No. 18, MGAPI, 2004.
5. Sterlyadkin V.V, Kononov M.A, Calculation of the potential and assessment of the capabilities of the wind meteorological radar in mm wavelength range/ Scientific Bulletin of Moscow State Technical University No. 158 / series Radiophysics and Radio Engineering. M.: MSTU GA, 2010.S. 52-59.
6. Ivanov V.E. Patent 2710965 (RF). Multimode aerological complex. Priority of the invention of 05.15.2019. Date of registration in the State Register 01.14.2020

Увеличение допусков на взаимное смещение элементов системы беспроводной передачи энергии

Широков И. Б., Сердюк И.В., Азаров А.А., Широкова Е.И.

Севастопольский государственный университет»
ул. Университетская, 33, 299053, г. Севастополь, Россия
shirokov@ieeee.org

Аннотация: В статье представлена система беспроводной передачи энергии. Структурно система состоит из двух микрополосковых линий, не излучающих энергию в пространство в отсутствие парной линии, так как являются фрагментами направленного микроволнового ответвителя. Сближение структур друг относительно друга, образует направленный ответвитель. Результаты моделирования, а также экспериментальные исследования были представлены ранее. Представлен комплекс действий направленных на увеличение допусков на взаимное смещение элементов. Внесённые в систему изменения также позволяют увеличить мощность энергии, передаваемой системой. Значения офсетного сдвига при этом могут быть увеличены до расстояния $W/2$, где W – длина стороны структуры. С учётом того, что актуальным является использование системы беспроводной передачи энергии для решения задачи беспроводной подзарядки аккумуляторных батарей беспилотных летательных аппаратов (далее БпЛА), актуальной является задача увеличения данных параметров до предельных значений.

1. Введение

Системы беспроводной передачи энергии получают всё большее распространение в современном мире. Использование данных систем заключается в решении задач подзарядки аккумуляторных батарей, однако сами системы беспроводной передачи энергии делятся на множество видов по различным параметрам. Основные критерии распределения видов систем беспроводной передачи энергии — частота и мощность. Данные параметры определяются исходя из ёмкости аккумуляторной батареи устройства подзарядки, а также расстояний между передающей структурой и приёмной. В среднем ёмкость аккумуляторной батареи беспилотника гражданского типа, собственной массой до 1 кг и продолжительностью полёта до 1 часа, может составлять порядка 1-10 А/ч. Таким образом для решения задачи подзарядки аккумуляторных батарей БпЛА ряд современных систем не может применяться по причине малой мощности передачи энергии, малой дальности передачи энергии, а также больших потерь энергии.

Результаты исследований в представленной выше статье показали, что система может передавать энергию от приёмной структуры в передающую с потерями менее 1 дБ на расстоянии 10 мм. Данные значения являются более чем подходящими для решения задачи беспроводной передачи энергии. Не менее важным параметром системы также является так называемый офсетный сдвиг, показывающий расстояние, на которое смещаются структуры друг относительно друга. В существующих системах данный параметр значительно понижает коэффициент передачи системы и может быть критичным для решения задачи беспроводной передачи энергии. В указанной выше статье данный параметр описывается, однако на практике при подзарядке аккумуляторных батарей беспилотных летательных аппаратов, системы стабилизации и управления могут не справляться с задачей сверх прецизионной посадки беспилотника, даже при наличии системы прецизионного позиционирования, по различным причинам, таким образом, возникает необходимость увеличивать данные параметры до предельных значений.

2. Подход к решению проблемы

Основной целью работы является улучшение параметров передачи, предложенной в указанной выше статье системы, на взаимное смещение элементов приёмно-передающего тракта. Первым делом для увеличения расстояния офсетного сдвига, была увеличена длина микрополосковой линии с внутренней стороны (спираль закручивалась начиная с определённого радиуса). Это дополнение позволило увеличить расстояние офсетного сдвига до значения $W/2$, с некоторыми потерями по коэффициенту передачи.

Основной причиной возникновения необходимости улучшения параметров передачи является увеличение мощности системы, а именно проверка масштабируемости системы. Для увеличения передаваемой мощности были увеличены физические параметры структуры, а именно длина линии до значения приблизительно 11 метров, ширина – 70 миллиметров, и расстояние между витками(зазор), соответственно тоже до 70 миллиметров. Толщина диэлектрической подложки при этом была 20 миллиметров. При этом физические параметры рассчитывались таким образом, чтобы уменьшить рабочую частоту функционирования системы, что упростит реализацию выпрямительного блока, а также, с учётом условия увеличения рабочего расстояния передачи энергии. Таким образом, были проведены исследования для трёх расстояний и на пониженных частотах (менее 100 МГц)

3. Конструкция и моделирование

В работе описывается конструкция системы беспроводной передачи энергии и проводится моделирование её работы на расстоянии 20 мм, 25 мм и 30 мм между полосковыми структурами передаточного затухания между ними, в зависимости от частоты функционирования не превышает 3 дБ.

Интенсивность удельной потери массы мочевых конкрементов под действием лазерных импульсов

¹ Чернега В.С., ² Еременко А.Н.

¹ Севастопольский государственный университет
ул. Студенческая, 33, Севастополь, 299053, Россия
vs_chernega@mail.ru

² Крымский федеральный университет имени В.И. Вернадского,
Клинический медицинский многопрофильный центр Святителя Луки
бульвар Ленина 5/7, 295051, Симферополь, Россия
medicalyug@gmail.com

Аннотация: Представлены результаты экспериментальных исследований величины удельной потери массы мочевых камней при воздействии на конкремент импульсов гольмиевого лазера. Получены значения удельной потери массы при локализации камней в различных сегментах мочеточников и чашечно-лоханочной системы почек, которая изменялась от $0,383 \pm 0,087$ мг/Дж до $0,487 \pm 0,083$ мг/Дж, в зависимости от пола больного и места локализации конкремента.

1. Введение

Для прогнозирования времени полной фрагментации мочевого камня при воздействии на него лазерных импульсов необходимо знать зависимость изменения массы камня от параметров лазерного излучения [1]. На настоящее время в отечественных и зарубежных литературных источниках, практически отсутствуют сведения об интенсивности изменения массы мочевых камней при проведении контактной гольмиевой литотрипсии.

Целью работы является получение статистических параметров величины интенсивности потери массы мочевых конкрементов, локализованных в различных сегментах мочевыделительной системы (МВС) человека и с учетом пола больного при проведении трансуретральной контактной лазерной литотрипсии гольмиевым литотриптером.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Объектами исследований являлись искусственные мочевые камни, выполненные из стоматологического сверхпрочного гипса типа BegoStone с рентгенологической плотностью 2534 и 1400 единиц Хаунсфилда (HU), а также мочевые камни, локализованные в различных частях левого и правого мочеточников и чашечно-лоханочной системы (ЧЛС) человека. Масса конкрементов, находящихся в организме человека (*in vivo*), определялась косвенным образом на основе измеренных с помощью компьютерной томографии (КТ) объема и рентгенологической плотности. Масса камней, подвергавшихся дроблению, варьировалась от 0,0375 г до 4,98 г, а средняя рентгенологическая плотность камней находилась в диапазоне от 390 до 2400 HU. Доступ к конкрементам *in vivo* осуществлялся трансуретральным способом с помощью полуригидного или гибкого уретероскопов. Разрушение искусственных образцов выполнялось в лабораторных условиях (*in vitro*) гольмиевым лазером (Ho:YAG) типа Auriga (Германия), а дробление мочевых камней — *in vivo* гольмиевым лазером отечественного производства типа Triple. Фрагментация камней *in vivo* производилась импульсами длительностью 500 мкс с энергией от 0,6 до 1,8 Дж и частотой от 8 до 12 Гц. Передача лазерных импульсов от излучателя до камня осуществлялась по оптическим волокнам диаметром от 270 до 600 мкм.

3. Оценка удельной величины потери массы при воздействии лазерных импульсов

Среднее значение массы мочевого конкремента, локализованного в МВС пациента, вычислялась на основе, определенных с помощью обработки данных КТ программой отечественной разработки Inobitec DICOM Viewer Professional, объема и рентгенологической плотности камня по формуле [2]:

$$m = (1,539 + 0,000485 HU) V,$$

где V — объем конкремента в см^3 ; HU — средняя рентгенологическая плотность конкремента, измеренная в единицах Хаунсфилда.

Действительное значение массы конкремента является случайной величиной, случайный характер которой определяется погрешностями определения объема и рентгенологической плотности

камня. Время разрушения камня при контактной лазерной литотрипсии зависит не только от массы камня, но и от суммарной энергии импульсов лазера $E_{\text{сум}}$, затраченной на полную фрагментацию камня. Поэтому для учета энергетических затрат на фрагментацию конкремента предлагается ввести относительную единицу измерения γ — удельную величину потери массы камня на 1 джоуль затраченной энергии, определяемую отношением начальной массы камня m к суммарной энергии импульсов $E_{\text{сум}}$, затраченной на полную его фрагментацию:

$$\gamma = m / E_{\text{сум}} \text{ [мг/Дж]}.$$

В процессе экспериментальных исследований установлено, что несмотря на то, что величина γ также является случайной величиной, среднее значение этого параметра может служить оценкой удельной величины потери массы конкремента при лазерной контактной фрагментации камней, локализованных в различных сегментах мочевыделительной системы человека. На основе экспериментальных данных установлено, что величина γ распределена по нормальному закону, а среднее значение удельной величины потери массы камня на единицу затраченной энергии при фрагментации *in vivo* гольмиевым лазером искусственных камней составило:

0,383 ± 0,087 мг/Дж — при локализации камня в чашечно-лоханочной системе почек;

0,429 ± 0,014 мг/Дж — при локализации камня различных сегментах мочеточников.

При этом выявлено, что средняя величина γ при дроблении камней в мочеточниках у мужчин и у женщин заметно различаются (0,406 ± 0,069 у мужчин и 0,487 ± 0,083 — у женщин), что объясняется анатомическими особенностями строения МВС у различных полов. Среднее значение γ при дроблении камней в чашечно-лоханочной системе не зависит от пола больного и составляет 0,382 ± 0,087 мг/Дж.

Расчет удельной величины потери массы конкремента, выполненный на основе результатов экспериментальных исследований *in vitro*, приведенных в [2], показал, эта величина сопоставима с данными, полученными авторами данной статьи. Так при дроблении искусственных мочевых камней в лабораторных условиях величина γ оказалась равной 0,442 ± 0,083 мг/Дж. Более высокое значение γ объясняется тем, что дробление проходило в лабораторных, практически идеальных, условиях.

Величина удельной потери массы конкрементов является базовой при прогнозировании времени собственно дробления. Ожидаемое время «чистого» дробления камня, при заданных энергии и частоте импульсов гольмиевого литотриптера, можно вычислить на основе формулы [1]

$$T_p = m / (\gamma_i \times F_i \times E_i),$$

где m — масса камня в миллиграммах; E_i — значение энергии импульса в джоулях (Дж), F_i — частота следования импульсов лазера с E_i энергией в герцах (Гц); γ — удельная величина потери массы камня на единицу энергии при заданной области локализации конкремента и пола больного.

4. Заключение

В результате проведенных экспериментальных исследований в реальных условиях показано, что для оценки длительности дробления целесообразно использовать предложенный авторами параметр удельной скорости потери массы камня, представляющий собой отношение общей массы камня к суммарной энергии лазерного излучения, затраченной на его полное разрушение.

Полученные экспериментальные значения величины удельной потери массы мочевых конкрементов при контактной лазерной литотрипсии позволяют на основании результатов предоперационного обследования пациентов и устанавливаемых параметров излучения лазерного литотриптера оценить время собственно дробления камня, так и операции литотрипсии в целом.

Список литературы

1. Chernega V, Tlukhovskaya-Stepanenko N., Eremenko A. The prediction of urinary calculi fragmentation duration under the holmium laser pulses. ITM Web of Conferences. 2019. Т. 30, 13002. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.itm-conferences.org/articles/itmconf/pdf/2019/07/itmconf_crimico2019_13002.pdf (дата обращения: 14.04.2020).
2. Чернега В.С., Тлуховская-Степаненко Н.П., Еременко А.Н., Еременко С.Н. Оценка скорости фрагментации мочевых камней при контактной литотрипсии гольмиевым лазером // Урология. 2018. №5. С.37—40.

Построение профиля глубинных температур биологических сред методом параметрического изменения флуктуационной чувствительности радиометрического измерителя

Филатов А. В., Лошилов А. Г., Новикова А. А., Сердюков К. А.

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
ул. Ленина, 50, Томск, 634000, Россия
filsash@mail.ru

Аннотация: Рассмотрена многоприемниковая микроволновая радиометрическая система для построения профиля температур биологического объекта в основе функционирования которой используется метод параметрического изменения флуктуационной чувствительности.

В современной медицинской практике используются методы микроволновой радиометрии для неинвазивного определения глубинных температур различных биологических сред [1]. Отклонения температуры тканей биологического объекта от нормальных значений чаще всего характеризуют начало заболевания, когда изменения структуры тканей еще не происходят и не могут быть обнаружены. Поэтому применение радиотермометров особенно актуально на ранней стадии развития болезней, приводящих к локальному повышению температуры в глубине тканей.

Для неинвазивного определения температуры внутри биологического объекта обычно используют многочастотные измерения, когда изменением длины волны принимаемого излучения изменяют глубину зондирования [2]. Для этого используют либо несколько каналов со своими полосами частот и одну широкополосную антенну, либо несколько приемных систем со своими частотными полосами и антеннами. В первом случае возникают трудности создания антенн с согласованием во всей полосе частот. Во втором случае, при автономно работающих радиометрических приемниках трудно обеспечить единую достоверность измерений.

В работе рассмотрена многоприемниковая микроволновая радиометрическая система для построения профиля температур биологического объекта. В системе используется метод параметрического изменения флуктуационной чувствительности, который хорошо согласуется с многоприемниковым построением системы, когда измерение сигнала происходит в одной спектральной полосе одинаковыми приемниками, что приводит к росту чувствительности всей системы пропорционально корню квадратному из количества участвующих в измерении приемников. Изменением числа приемников меняется объем биологической среды в зоне установки аппликаторной антенны, с которого поступает излучение, характеризующее интегральную температуру этого объема. В ходе обработки полученной информации локализуется слой среды на глубине объекта.

На рис. 1 приведена структурная схема радиометрической системы, которая включает в себя антенну аппликаторного типа А, работающий на отражение антенный переключатель АП, N канальных приемников и микроконтроллер. Каждый приемник содержит направленный ответвитель НО, циркулятор Ц с подключенной согласованной нагрузкой $СН_3$, переключатель П, меняющий направление поступления сигнала генератора шума ГШ во вспомогательный канал ответвителя, и две согласованные нагрузки $СН_{1,2}$. Усиление сигналов по высокой и низкой частотам, выделение огибающей в квадратичном детекторе осуществляется в радиометрическом приемнике РП. На выходе установлен фильтр верхних частот ФВЧ и компаратор К для определения полярности. Эти два элемента необходимы для реализации в канале модифицированного нулевого принципа приема, который обеспечивает высокую стабильность измерений и повышение динамических характеристик.

Электромагнитное излучение, формируемое в толще биообъекта и характеризующееся эффективной шумовой температурой T , поступает на границу объекта. В месте приложения антенны часть этого излучения, равная TR , отражается обратно в объект, где R – коэффициент отражения по мощности на границе раздела объект – антенна. Другая часть, равная $T(1 - R)$, поступает в антенну и соответственно является входным сигналом.

В радиотермометре выполняются два вида модуляции. Подключение к антенне приемных каналов выполняется согласно принципа временного разделения по сигналу амплитудно-импульсной модуляции длительностью t_{AIM} . Сигнал управления широтно-импульсной модуляцией длительностью $t_{\text{ШИМ}}$ изменяет направление распространения сигнала генератора шума $T_{\text{ГШ}}$ в антенном тракте. При действии импульса $t_{\text{ШИМ}}$ сигнал генератора шума после направленного ответвителя распространяется в сторону входа радиометрического приемника, при отсутствии импульса – в сторону антен-

Акустический датчик на основе резонатора из керамики ЦТС-19 для экспресс-анализа бактериальных клеток в проводящих водных растворах¹

¹ Бородин И. А., ¹ Зайцев Б. Д., ¹ Теплых А.А., ² Караваева О.А., ² Бурыгин Г. Л., ² Гулий О.И.

¹ Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, Саратовский филиал
г. Саратов, 410019, ул. Зеленая, 38, Российская Федерация
borodinaia@yandex.ru

² Институт биохимии и физиологии растений и микроорганизмов РАН
г. Саратов, 410049, ул. просп. Энтузиастов, 13, Российская Федерация

Аннотация: Исследован акустический датчик на основе резонатора с поперечным электрическим полем из керамики ЦТС-19 для экспресс-анализа бактериальных клеток. Анализ бактерий проводили в буферных растворах с проводимостью 10 - 1000 мкСм/см. Аналитическим сигналом служило изменение частотной зависимости реальной части электрического импеданса датчика вследствие биологического взаимодействия бактериальных клеток со специфичными антителами. Предел обнаружения микробных клеток составил 10^3 кл/мл, время анализа не превышало 4 минут.

1. Введение

Разработка новых биосенсорных систем для определения микробных клеток в водной среде является актуальной проблемой современной микробиологии. Методы обнаружения микроорганизмов должны обладать высокой чувствительностью, точностью, надежностью и коротким временем анализа. Акустические методы анализа биологических взаимодействий вполне удовлетворяют этим требованиям [1,2]. Среди большого количества акустических жидкостных и биологических датчиков особое место занимают пьезоэлектрические резонаторы с поперечным электрическим полем [3,4]. Перспективность использования таких резонаторов для обнаружения бактериальных клеток непосредственно в суспензии с пределом обнаружения 10^4 кл/мл была показана в работе [5]. Тем не менее, весьма актуальной является проблема повышения чувствительности датчика при контакте с жидкостью.

В данной работе экспериментально исследован биологический датчик, включающий резонатор с поперечным электрическим полем на основе керамики ЦТС-19, для быстрого определения микробных клеток путем регистрации их специфического взаимодействия с антителами в буферных растворах с различной проводимостью.

2. Методика эксперимента и полученные результаты

Датчик представлял собой резонатор с поперечным электрическим полем на основе пластины из керамики ЦТС-19. Одна сторона пластины была покрыта алюминиевой пленкой сзором в центре шириной 4 мм, т.е. обе половины покрытия служили электродами. На другой стороне пластины был установлен жидкостный контейнер объемом 3 мл.

Для проведения исследований резонатор был подключен к измерителю LCR параметров E4990A (Keysight Technologies), и измерялись частотные зависимости электрического импеданса датчика в диапазоне частот 50–300 кГц. При первоначальном исследовании характеристик датчика с пустым контейнером на частотной зависимости электрического импеданса резонатора наблюдалось присутствие трех резонансных пиков вблизи частот 68, 98 и 264 кГц. Далее в контейнер помещали буферный раствор с микробными клетками *Azospirillum brasilense* Sp7 и снимали показания датчика. После этого в контейнер с клеточной суспензией добавляли специфичные антитела и снова измеряли параметры датчика. Измерения проводились для разной концентрации клеток (10^2 - 10^8 кл/мл), а также для разного количества антител (1 - 6 мкг/мл), добавляемых к суспензии клеток. Проводимость буферных растворов менялась от 10 до 1000 мкСм/см.

Показано, что добавление к буферным растворам с клетками *A. brasilense* Sp7 специфичных антител приводило к существенному изменению реальной части электрического импеданса резонатора.

На рис. 1 в качестве примера приведены частотные зависимости реальной части электрического импеданса датчика, заполненного буферными растворами, с проводимостью 10 мкСм/см (рис. 1 а) и 50 мкСм/см (рис. 1 б) с клетками *A. brasilense* Sp7 до (кривая 1) и после (кривая 2) добавления

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, гранты №№ 19-07-00304, 20-07-00602.

специфичных антител с концентрацией 6 мкг/мл. Концентрация клеток составляла 10^3 кл/мл. Видно, что добавление специфичных антител к буферному раствору с проводимостью 10 мкСм/см и микробным клеткам *A. brasilense* Sp7 (рис. 1 а) приводит к уменьшению максимального значения реальной части электрического импеданса $R_{\max}$ на 40 кОм. Для буферного раствора с клетками с проводимостью 50 мкСм/см (рис. 1 б), максимальное значение $R_{\max}$ уменьшается на 14 кОм после добавления специфичных антител.

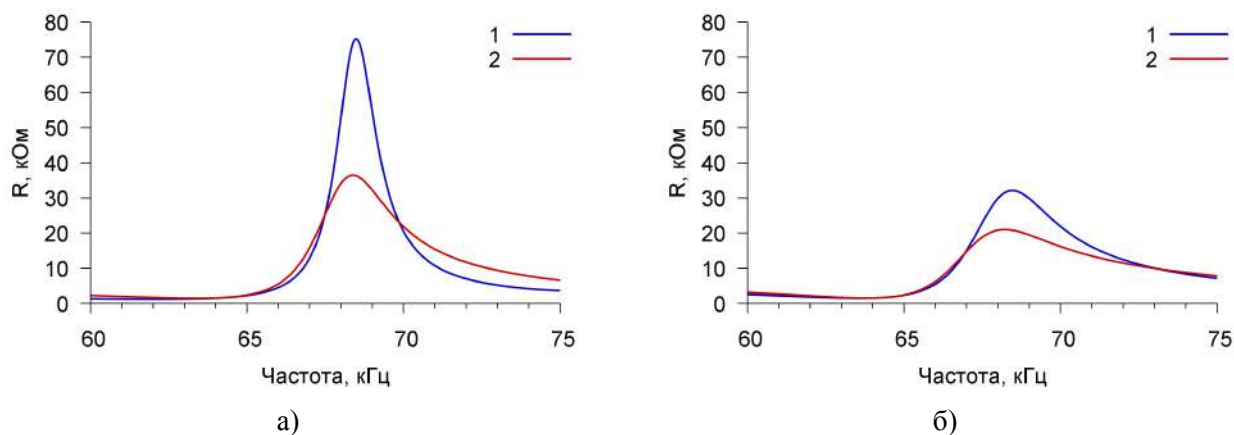


Рис. 1. Частотные зависимости реальной части электрического импеданса датчика с контейнером, загруженным буферным раствором с клетками *A. brasilense* Sp7 до (кривая 1) и после (кривая 2) добавления специфичных антител: а) проводимость буфера 10 мкСм/см, б) проводимость буфера 50 мкСм/см

В качестве контрольных экспериментов были проведены исследования взаимодействия клеточной суспензии с неспецифичными реагентами. Для этого использовали клетки *Escherichia coli* K-12 и антитела, специфичные к клеткам *A. brasilense* Sp7, но неспецифичные к клеткам *E. coli* K-12. Установлено, что добавление к суспензии клеток *E. coli* K-12 неспецифичных им антител не приводило к изменению параметров датчика. Время анализа во всех случаях не превышало 4 мин.

3. Заключение

Проведенные исследования показали, что взаимодействие микробных клеток со специфичными антителами приводит к значительному изменению электрического импеданса датчика на основе резонатора с поперечным электрическим полем из керамики ЦТС-19. Датчик обладает высокой чувствительностью и быстродействием. Установлено, что датчик позволяет определять микробные клетки с концентрацией до 10^3 кл/мл в проводящих буферных растворах при коротком времени анализа (не более 4 мин). Полученные результаты являются перспективными для дальнейшей апробации описанного датчика на других видах микробных клеток для развития сенсорной системы на основе резонатора с поперечным электрическим полем из керамики ЦТС-19 для определения бактерий в водных растворах.

Список литературы

1. Andrä J., Böbling A., Gronewold T.M.A., Schlecht U., Perpeet M., Gutschmann T. Surface acoustic wave biosensor as a tool to study the interactions of antimicrobial peptides with phospholipid and lipopolysaccharide model membranes // *Langmuir*. 2008. Vol. 24, № 16. P. 9148–9153.
2. Don E., Farafonova O., Pokhil S., Barykina D., Nikiforova M., Shulga D., Borshcheva A., Tarasov S., Ermolaeva T., Epstein O. Use of piezoelectric immunosensors for detection of interferon- γ interaction with specific antibodies in the presence of released-active forms of antibodies to interferon- γ . *Sensors*. 2016. Vol. 16, № 1. P. 96.
3. Wark M., Kalanyan B., Ellis L. A Lateral Field Excited Acoustic Wave Sensor for the Detection of Saxitoxin in Water // *Proceed. of 2007 IEEE Ultrason. Symp.* 2007. P. 1217–1220.
4. Vetelino J.F. A lateral field excited acoustic wave sensor platform // *Proceed. of IEEE Ultrason Symp.* 2010. P. 2269–2272.
5. Guliy O.I., Zaitsev B.D., Kuznetsova I.E., Shikhabudinov A.M., Matora L.Yu., Makarikhina S.S., and Ignatov O.V. Investigation of specific interactions between microbial cells and polyclonal antibodies using a resonator with lateral electric field // *Microbiology*. 2013. Vol. 82, № 2. P. 215–223.

Трехмерная электродинамическая модель грудной клетки человека с различными бронхолегочными заболеваниями¹

¹ Семерник И. В., ¹ Демьяненко А. В., ² Семерник О. Е., ¹ Самонова К. В.

¹ Южный федеральный университет
г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44, 347922, Российская Федерация
ivsemernik@sfedu.ru, demalex@inbox.ru

² Ростовский государственный медицинский университет
г. Ростов-на-Дону, пер. Нахичеванский, 29, 344022, Российская Федерация
semernick@mail.ru

Аннотация: В настоящей работе представлены результаты разработки трехмерной уточненной электродинамической модели человека, страдающего от различных бронхолегочных заболеваний, в том числе бронхиальной астмы и пневмонии. Модель является параметрической и может быть адаптирована как под усредненные параметры человека той или иной возрастной группы, так и под индивидуальные параметры пациента. В качестве исходных данных для разработки модели использованы результаты статистического анализа данных СКТ- и МРТ-исследований пациентов различных возрастных групп и состояния здоровья. Целью работы является создание трехмерной модели грудной клетки, которая может быть использована как для моделирования распространения электромагнитных волн различных диапазонов частот при наличии неоднородностей в грудной клетке, так и изготовления с применением аддитивных технологий на ее основе экспериментальных фантомов грудной клетки человека с различными патологическими изменениями, вызванными наличием заболеваний. Представлены результаты моделирования распространения СВЧ электромагнитных волн через модель грудной клетки человека с неоднородностями, имитирующими различные бронхолегочные заболевания, в том числе бронхиальную астму и пневмонию.

1. Введение

Сохранение здоровья – одна из самых серьезных проблем человечества в 21 веке. В настоящее время все большую популярность получают методы неинвазивной диагностики различных заболеваний, основанные на использовании радиоволн различных диапазонов частот, в том числе СВЧ- и КВЧ-диапазонов [1]. Однако, для разработки современных высокотехнологичных методов диагностики заболеваний бронхолегочной системы, а также автоматизированных систем диагностики заболеваний и мониторинга состояния пациентов [2], необходимы электродинамические модели и экспериментальные фантомы, на основе которых будет проводиться разработка самих методов, а также апробация и проверка эффективности устройств диагностики, реализующих указанные методы [3-8].

В настоящей работе представлены результаты разработки трехмерной электродинамической модели грудной клетки с учетом анатомических особенностей строения тела человека. Представленная модель является параметрической и может быть адаптирована как для человека любой возрастной группы, так и под специфические особенности строения грудной клетки отдельного пациента. В состав модели включены неоднородности, имитирующие бронхолегочные заболевания, в том числе бронхиальную астму и пневмонию, различной степени тяжести.

Предлагаемая модель разработана с целью установления и анализа основных закономерностей распространения электромагнитных волн СВЧ-диапазона в грудной клетке при наличии неоднородностей, соответствующих различными заболеваниями, а также для дальнейшего изготовления с применением аддитивных технологий экспериментальных фантомов грудной клетки человека с различными патологическими изменениями, вызванными наличием заболеваний.

2. Исходные данные для разработки модели

Для разработки электродинамической модели грудной клетки был проведен анализ результатов СКТ- и МРТ-обследований органов грудной клетки у 440 пациентов возрастной группы от 1 года до 18 лет с различным состоянием здоровья. Для оценки геометрических параметров и строения органов и тканей грудной клетки были детально исследованы сагитальные срезы грудной клетки на уровне нижнего угла лопатки и бифуркации трахеи. Это позволило определить такие параметры грудной клетки, как толщина срезов кожи, подкожно-жировой клетчатки, костно-мышечного каркаса и легочной паренхимы, внешние габаритные размеры грудной клетки, геометрические параметры ребер, позвоночного столба и грудины, форма, размеры и положение сердца и пр.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 18-37-20045\18.

Для выделения средних значений геометрических параметров грудной клетки и внутренних органов характерных для пациентов различного возраста был применен метод статистического анализа и обработки полученных результатов.

Анализ полученных результатов позволил сформировать набор значений параметров грудной клетки и внутренних органов для построения трехмерных моделей, приближенных к реальному анатомическому строению человеческого тела и учитывающих возрастные изменения строения грудной клетки в пределах установленных границ от 1 года до 18 лет с шагом 1 год. Применяемый подход к построению анатомически более точных электродинамических моделей является оригинальным и новым в отличие от наиболее часто применяемых простых моделей грудной клетки и ее участков.

3. Описание модели

Основа модели грудной клетки представляет собой комбинацию эллиптических цилиндров, имитирующих различные ткани человеческого тела – кожу, подкожно-жировую клетчатку, мышечный каркас и легочную паренхиму.

Разработанная модель является полностью параметрической с целью независимого изменения параметров модели в соответствии с возрастной группой или индивидуальными особенностями конкретного пациента. Основными параметрами модели являются следующие: высота модели; толщина срезов кожи со стороны груди и спины; толщина срезов подкожно-жировой клетчатки со стороны груди и спины; толщина срезов мышечного каркаса со стороны груди и спины; толщина среза легочной паренхимы. Все остальные параметры модели являются производными от указанных. При изменении любого из указанных параметров происходит автоматический перерасчет связанных с ним характеристик модели.

Для учета влияния костного каркаса грудной клетки на распространение электромагнитных волн СВЧ-диапазона в состав модели включены позвоночный столб, грудина, ребра и канал со спинномозговой жидкостью. Сердце представляет собой наибольшую неоднородность в полости грудной клетки, оказывающую существенное влияние на распространение электромагнитных волн СВЧ-диапазона. Для включения в состав модели форма и размеры сердца определены на основе анализа результатов СКТ-исследований пациентов различных возрастов.

4. Заключение

Таким образом, в настоящей работе представлены результаты разработки трехмерной уточненной электродинамической модели человека, страдающего от различных бронхолегочных заболеваний, в том числе бронхиальной астмы и пневмонии. Модель является параметрической и может быть адаптирована как под усредненные параметры человека той или иной возрастной группы, так и под индивидуальные параметры пациента. Представленная модель может быть использована как для моделирования распространения электромагнитных волн различных диапазонов частот при наличии неоднородностей в грудной клетке, так и изготовления с применением аддитивных технологий на ее основе экспериментальных фантомов грудной клетки человека с различными патологическими изменениями, вызванными наличием заболеваний.

Список литературы

1. I.V. Semernik, O.E. Semernik, A.V. Dem'yanenko, A.A. Lebedenko, A Method for Noninvasive Diagnosis of Bronchial Asthma Based on Microwave Technology, *Biomedical Engineering*, vol. 51, no. 2, pp. 124-127, DOI: 10.1007/s10527-017-9698-3
2. I.V. Semernik, A.V. Dem'yanenko, F.S. Topalov, Ya.V. Nevstruev. Automatic System for Early Diagnosis of Pathological Changes in the Bronchopulmonary System Based on Radiofrequency Scanning of the Chest, 2019 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus) Proceedings, 28-31 Jan. 2019, Saint Petersburg, Russia. DOI: 10.1109/EIConRus.2019.8657188
3. A.T. Baklezos, C.D. Nikolopoulos, C.N. Capsalis. A planar on-body system for cancerous tumor detection through microwave transmission sensing. *Journal of Electrical Engineering*, 2017, Vol. 17(1), pp.231-237.
4. M. T. Islam, Md. A. Ullah, T. Alam, M. Jit Singh, M. Cho. Microwave imaging sensor using low profile modified stacked type planar inverted F antenna. *Sensors*, 2018, Vol. 18, pp. 1-14.
5. W. Kainz, E. Neufeld, W.E. Bolch, C.G. Graff, C.H. Kim, N.Kuster, B.Lloyd, T. Morrison, P. Segars, Y.S. Yeom, M. Zankl, X.G. Xu, B.M.W. Tsui. Advances in computational human phantoms and their applications in biomedical engineering – A topical review. *IEEE Transactions on Radiation and Plasma Medical Sciences*, 2019, Vol. 3, Issue 1, pp. 1-23.
6. X. G. Xu, "An exponential growth of computational phantom research in radiation protection imaging and radiotherapy: A review of the fifty-year history", *Phys. Med. Biol.*, vol. 59, no. 18, pp. R233-R302, 2014.
7. M.-C. Gosselin et al., "Development of a new generation of high-resolution anatomical models for medical device evaluation: The virtual population 3.0", *Phys. Med. Biol.*, vol. 59, no. 18, pp. 5287-5303, 2014.
8. W. P. Segars et al., "The development of a population of 4D pediatric XCAT phantoms for imaging research and optimization", *Med. Phys.*, vol. 42, no. 8, pp. 4719-4726, 2015.

Вейвлет-интроскопия биосистем организма человека

Алдонин Г. М., Черепанов В. В.

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28
GAldonin@sfu-kras.ru

Своевременная диагностика и профилактика позволяют резко снизить риск развития сердечно-сосудистых заболеваний (ССЗ).

Можно выделить два основных направления создания средств мониторинга ФСО:

1. Обеспечение максимальной доступности аппаратно-программных средств индивидуального мониторинга ФСО.
2. Усиление глубины анализа ФСО при сокращении времени диагностики за счет компьютерных технологий.

Получение детальной информации о состоянии биосистем возможно при учете нелинейного характера процессов в них и законов самоорганизации биопроцессов и биосистем. Основные биосистемы организма человека представляют собой фрактальные структуры с масштабно-инвариантным самоподобием. Примеры подобных структур – проводящая нервная система сердца, сосудистая и бронхиальная системы.

Германом Гельмгольцем с учениками еще в 1850 г. установлена форма нервного импульса и его распространение в виде уединенной волны колоколообразной формы (в современном понимании *солитон*), подобной частице, движущаяся с постоянной скоростью в ПНСС, ветвящейся с самоподобием по закону $1/f$. Частота и мощность флуктуаций в узлах ветвления сети соответствуют топологии сети – максимальные флуктуации от больших ветвей русла потока дробящегося по закону $1/f$, гармонически уменьшающимися по длине и возрастающим по частоте и в той же зависимости падающим по мощности флуктуациям

Для определения структурных свойств биосигналов и биопроцессов эффективно применение вейвлет-анализа. Вейвлет-преобразование одномерного сигнала заключается в его разложении по базису, сконструированному из обладающей определенными свойствами солитоноподобной функции (вейвлета) посредством масштабных изменений и переносов. В ходе исследования использовались различные материнские вейвлеты из которых наиболее адекватными для анализа биосигналов являются «Солитон» и «Мексиканская шляпа».

Вейвлет-диаграммы биосигналов отражают фрактальные масштабно-инвариантные структуры со скейлингом близким к «золотому сечению» (рис. 1). В ренормгрупповом подходе *скелетные функции* вейвлет-преобразования выявляют структуру анализируемого процесса, а скейлинги ($\bar{S}_c$) – масштабную инвариантность или их самоподобие в норме.

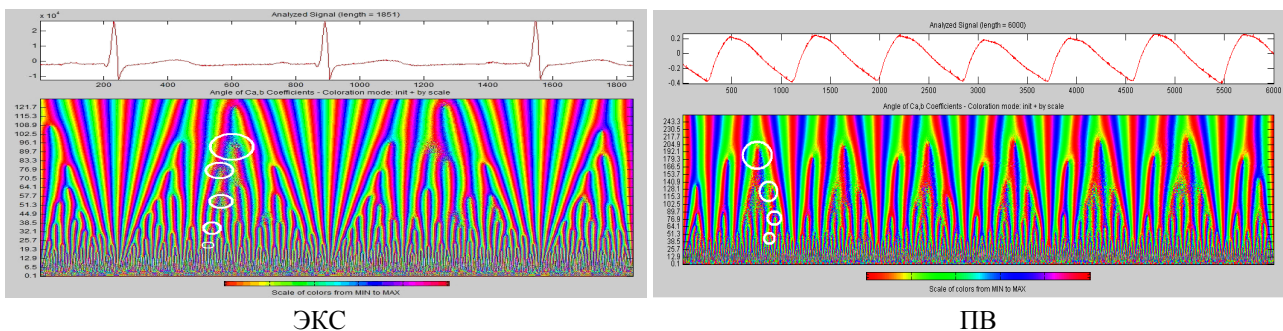


Рис. 1. Вейвлет-диаграммы биосигналов с турбулентностями в узлах ветвления:
а – электрокардиосигнал, б – пульсовая волна

Гельмгольц также установил автоволновый характер распространения пульсовой волны (ПВ) по сосудистому руслу также в виде одиночной волны колоколообразной формы (*солитона*). Спектр сигнала пульсовой волны при этом так же будет определяться турбулентностями (рис. 2, а,б), возникающими при распространении в потоке крови по сосудистому руслу кровеносной системы также с самоподобием по закону $1/f$.

Возможна топическая диагностика состояния биосистем на основе вейвлет-интроскопии фрактальных структур биосигналов с масштабно-инвариантным самоподобием. Достоинством вейвлет-спектра ПВ и ЭКС является их представление в частотной и временной области, т.е. содержит про-

пространственно-временную информацию о работе сосудистой сети (рис. 2, в) и ПНСС (рис. 3, б), что может служить основой для топической диагностики.

На рис. 2, б, в представлено вейвлет-преобразование ПВ при прохождении волны по сосудам сонной артерии.

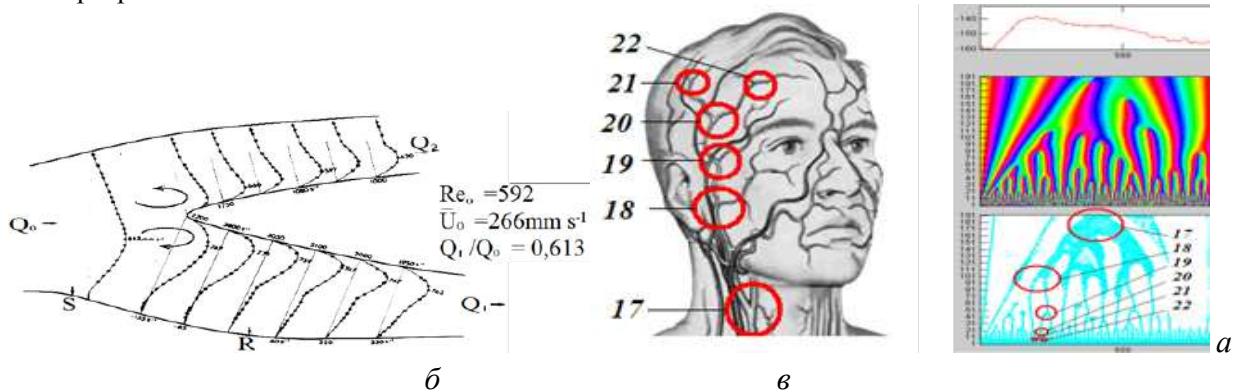


Рис. 2. Турбулентности, возникающие в потоке при распространении крови по сосудистому руслу кровеносной системы – а. Вейвлет-интроскопия сонной артерии – б

С помощью ультраметрических моделей и кодификации в ультраметрическом пространстве ветвей дерева Кейли можно идентифицировать ветви ПНСС и автоматизировать диагностику ее нарушений.

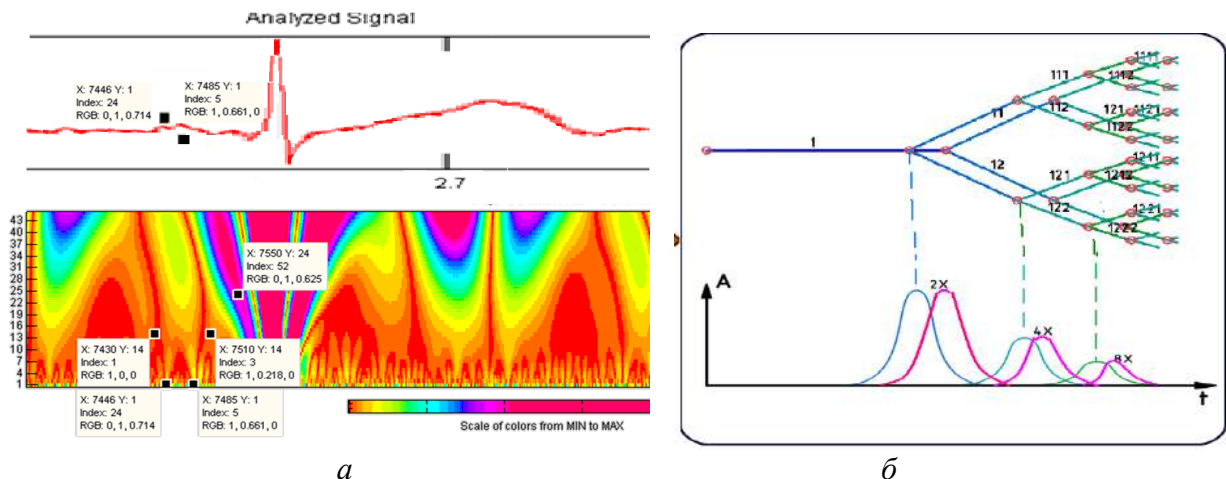


Рис. 3. Представление ветвящихся биоструктур в виде дерева Кейли

Пример моделирования в ультраметрическом пространстве ветвей проводящей нервной сети в левом и правом предсердиях показан на рис. 3, б. Данная модель отражает временные и фазовые соотношения прохождения возбуждения.

Вейвлет-преобразование ЭКС и ПВ является адекватным пространственно-временным отображением фаз и амплитуд возбуждения в ПНСС и сосудистой сети. Сопоставляя узлы ПНСС и сосудистой сети и соответствующие по фазе и времени волны спектра вейвлет-диаграмм можно получить латентную ЭКГ, отображающую весь процесс прохождения возбуждения от пейсмейкера в виде солитонов по всем сегментам ПНСС и узлы ветвления сосудистой сети.

Зависимость роста экспериментальной опухоли от мощности СВЧ излучения

¹ Пьянков В.Ф., ¹Крюкова О.В., ² Копылов А.Ф., ² Алдонин Г.М.

¹ ФИЦ КНЦ СО РАН г. Красноярск, 660036, ул. Академгородок 50, Российская Федерация

² СФУ г. Красноярск, 660041, пр-т Свободный 79, Российская Федерация

Аннотация: В современной радиотехнике одним из направлений является разработка радиофизических приборов и установок для исследования влияния электромагнитного излучения на биологические объекты. Эта работа показывает применение нашей установки для воздействия электромагнитным излучением на биологические объекты, на лабораторных животных с модельной опухолью, с целью оценки эффекта от воздействия ЭМИ на развитие опухоли при различных уровнях воздействия по мощности. Частота, на которой проводили воздействие – 915 МГц. Плотность потока энергии (ППЭ) 10 и 100 мкВт/см². Полученные результаты демонстрируют изменения параметров роста опухоли после воздействия электромагнитного излучения.

1. Введение

В последнее время наблюдается активное использование электромагнитного излучения (ЭМИ) во многих сферах деятельности. Наиболее распространенным источником антропогенного электромагнитного излучения являются беспроводные коммуникационные устройства, работающие в СВЧ-диапазоне (смартфоны, системы wi-fi, Bluetooth и др.). Возникает вопрос о том, каковы риски для здоровья человека при влиянии ЭМИ антропогенного происхождения [1,2]. Для изучения действия ЭМИ на биологические объекты необходимо создание экспериментальных установок, отвечающих как требованиям биологов, так и нормам для радиотехнических устройств.

2. Материалы и методы

Для исследования воздействия электромагнитного излучения на биологические объекты, была спроектирована и сконструирована экспериментальная установка с частотой 915 МГц, и возможностью изменять мощность сигнала в диапазоне от 1 мкВт до 1 Вт (рис.1). Установка состоит из трех основных блоков. Первый блок – генератор СВЧ-энергии Г4-128 (1), способный работать в широком мощностном диапазоне. Второй блок – электромагнитный тракт, состоящий из циркулятора (2), двух направленных ответвителей (3 и 4), служащих для отбора проходящего и отраженного сигнала, и обеспечивающий связь между генератором и третьим блоком – трехсекционным разъемным волноводом прямоугольного сечения (6). Центральная секция оснащена излучающей антенной (5). В боковых секциях смонтированы стойки с метаболическими камерами (МК), в которых размещаются животные во время эксперимента. К каждой МК (7) подключен перистальтический насос, снабжающий животных воздухом. Внутри боковых секций расположены короткозамыкатели для точной подстройки параметров сигнала (8 и 9), и принимающие антенны (10 и 11) с подсоединенными к ним измерителями мощности.

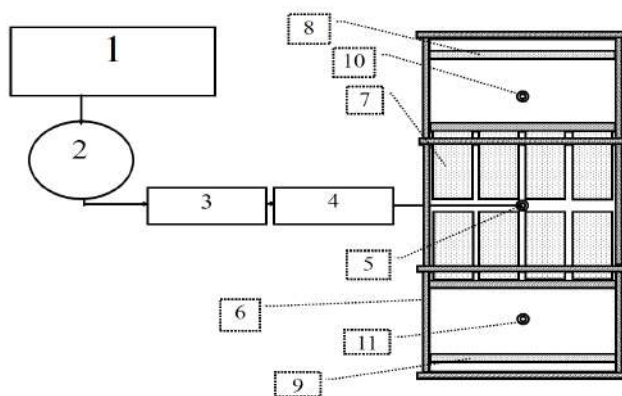


Рис. 1. Схема установки для изучения воздействия ЭМИ СВЧ на биологические объекты

Установку использовали для изучения влияния ЭМИ СВЧ на рост экспериментальной опухоли – асцитной карциномы Эрлиха (АКЭ) [2]. Работу проводили на мышах-самцах массой тела 25–27 г, полученных из питомника ФГБУН ГНЦ ВБ “Вектор”. Перед имплантацией АКЭ в перитонеальную по-

лость животных производили подсчет клеток в нативной суспензии и готовили для введения 5000 клеток на мышь в 0.2 мл стерильного физиологического раствора. Концентрация клеток АКЭ была выбрана исходя из ранее полученных данных о взаимодействии опухоли с организмом [4]. Животные в эксперименте были разделены на три группы: контроль – животные не подвергались воздействию ЭМИ в установке; и две группы, на животных в которых оказывали воздействие ЭМИ мощностью 10 и 100 мкВт/см², соответственно. Воздействие ЭМИ СВЧ на животных оказывали ежедневно по 1 часу в течение 10 суток. В каждой группе было по 22 животных. Забор проб проводили на 5, 10, 15, 20, 25 и 30 сутки.

4. Эксперимент результаты

В результате проведенного эксперимента были получены данные об общем количестве клеток (рис.2) и содержании погибших клеток (рис.3) в суспензии АКЭ.

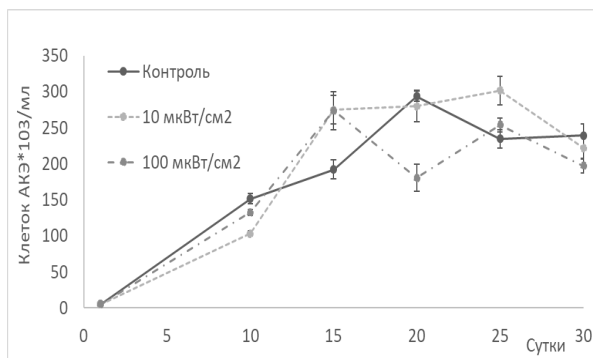


Рис. 2. Изменение количества клеток в суспензии АКЭ после воздействия ЭМИ

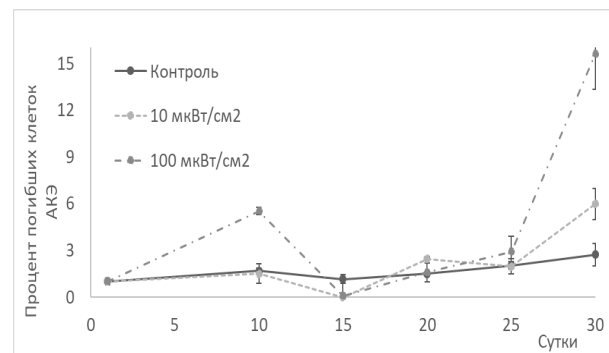


Рис. 3. Содержание погибших клеток АКЭ в суспензии после воздействия ЭМИ

Влияние ЭМИ на первом этапе приводит к подавлению роста опухоли, затем отмечено значительное увеличение количества опухолевых клеток. При этом содержание погибших клеток АКЭ в суспензии изменялось незначительно, за исключением тридцатых суток, в стационарной стадии роста АКЭ. Наблюдается эффект ускорения роста опухоли под действием ЭМИ СВЧ, особенно при 10 мкВт/см². Колебания численности клеток АКЭ под действием ЭМИ можно объяснить присутствием в гетерогенном штамме АКЭ двух субпопуляций клеток с разным пролиферативным потенциалом. В ходе роста опухоли происходит «смена» этих линий и равновесие в численности этих двух субпопуляций наступает в стационарной фазе роста [3]. Возможно, при воздействии ЭМИ СВЧ происходит подавление роста одной из популяций в процессе роста опухоли.

Список литературы

1. Вторникова Н.И., Бабалян А.В., Карелин А.О., Иванов В.А. Оценка интенсивности электромагнитного излучения мобильных телефонов, воздействующего на голову человека // Научные записки ИПП-СПбГМУ. 2017. Т.24, №4. С.75–81.
2. Григорьев Ю.Г., Григорьев О.А. Мобильная связь и здоровье населения: оценка опасности, социальные и этические проблемы// Радиационная биология. Радиоэкология. 2011. Вып. 51 (3). С. 357–368.
3. Ozaslan M., Karagoz I.D., Kilic I.H., Guldur M.E. Ehrlich ascites carcinoma // African J. Biotechnol. 2011. Vol. 10(13). С. 2375-2378.
4. Kryukova O.V., Pyankov V.F., Salomatov Y.P and Kopylov A.F. Radiophysical Microwave Installation for Investigating Biological Effects in Mice with Tumor// IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering. (Saint Petersburg and Moscow, Russia, 2019). С. 1295-1297.

Сравнительный анализ радиофотонных устройств в оптической и микроволновой САПР¹

¹Белкин М. Е., ²Головин В. В., ²Тыщук Ю. Н.

¹МИРЭА – Российский технологический университет,
Научно-технологический центр «Интегральная радиофотоника»
г. Москва, проспект Вернадского, 78, 119454, Российская Федерация
belkin@mirea.ru

²Севастопольский государственный университет, СевГУ
Севастополь, 99053, Россия
v_golovin@mail.ru, y.tyschuk@gmail.com

Аннотация: В докладе представлены результаты анализа сравнительного моделирования в специализированных оптической и микроволновой САПР радиофотонных устройств: СВЧ линии задержки, генератора, смесителя, волоконно-оптических линий связи с цифровой модуляцией. Показано, что микроволновая САПР при использовании разработанных авторами корректных и откалиброванных эквивалентных моделей оптоэлектронных компонентов и устройств позволяет адекватно моделировать нелинейные процессы как в СВЧ, так и в оптическом диапазоне.

1. Введение

На сегодняшний день разработчики нового поколения СВЧ телекоммуникационного оборудования, реализуемого с применением радиофотонных технологий, сталкивается с проблемой выбора подходящего программного обеспечения. На сегодняшний день существующие оптические и оптоэлектронные САПР, основанные на так называемой платформе автоматизации фотонного проектирования, которые не разрабатываются настолько эффективно, как ведущие микроволновые САПР.

В основном все специализированные САПР можно разделить на две группы:

— для структурного проектирования оптических линейных и нелинейных сред на различных материалах;

— для системного моделирования, в которых отдельные устройства представляются в виде замкнутых моделей с набором специфических характеристик.

Для решения задач проектирования устройств радиофотоники в настоящее время часто используют следующие оптические САПР: VPI Photonics Design Suite от VPI Photonics, OptiSystem от Optiwave Design Software и др. Однако опыт проектирования радиофотонных устройств наглядно показал, что они наиболее применимы для системного моделирования, а не отдельных устройств. В частности, рассмотренные в докладе модели оптических и оптоэлектронных компонентов представлены в инструменте VPI-PDS в виде готовых библиотечных моделей с очень ограниченным числом параметров, необходимых для их разработки. Поэтому на основе этого программного обеспечения невозможно провести детальное моделирование их работы. Например, при моделировании микроволнового оптоэлектронного устройства невозможно рассчитать его передаточную характеристику в режиме большого сигнала с учётом введённых нелинейных искажений или влияние паразитных элементов схемы и конструкции микросхем в СВЧ-диапазоне.

Для решения этой актуальной проблемы предложен другой подход разработки радиофотонных устройств, основанный на использовании аппаратно-ориентированного инструмента AWR Design Environment [1, 2]. Суть его заключается в том, что оптимальное решение задачи моделирования элементов радиофотоники по критериям точности и времени отклика должно основываться на рациональном сочетании структурной (в виде электрической эквивалентной схемы) и бесструктурной моделей (когда отклик устройства описывается в частотной, временной и пространственной областях на основе входных и выходных характеристик) элементов схемы. Эффективность такого подхода, получившего название сквозного многомасштабного проектирования, была подтверждена экспериментально при моделировании оптоэлектронных СВЧ устройств [3].

Авторами доклада разработан комплекс эквивалентных электрических моделей радиофотонных устройств в микроволновом САПР AWR Design Environment. Проведено детальное сравнение результатов моделирования различных радиофотонных устройств и систем на их основе в САПР AWR DE и VPI Photonics Design Suite. В докладе представлены результаты этого сравнительного моделирования.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 18-29-20083.

2. Результаты сравнительного моделирования

Проведено сравнительное нелинейное моделирование в САПР AWR DE и VPI-PDS следующих радиопотонных устройств:

- полупроводникового лазера;
- pin-фотодиода;
- электро-оптических модуляторов;
- оптоволокну;

и систем:

- радиопотонной линия задержки;
- СВЧ оптоэлектронного генератора;
- СВЧ оптоэлектронного смесителя (ОЭС);
- Radio-over-Fiber с цифровой модуляцией СВЧ сигнала [4].

На рис. 1 представлены результаты имитационного моделирования спектра выходного сигнала ОЭС в САПР AWR DE (рис. 1,а) и VPI-PDS (рис. 1,б). В обоих случаях входной радиосигнал имел мощность 20 дБм на частоте 1 ГГц, а сигнал гетеродина — мощность 6 дБм на частоте 1,5 ГГц.

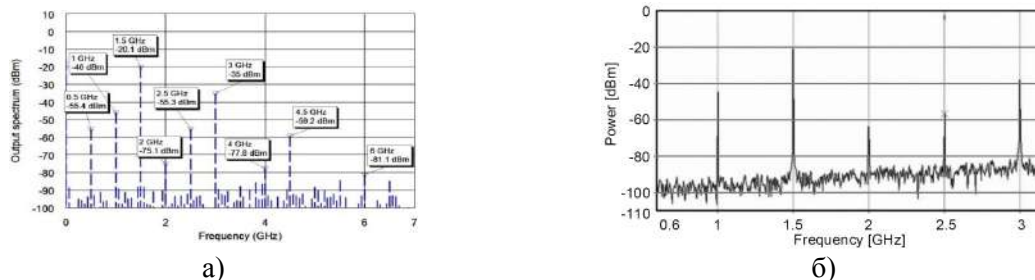


Рис. 1. Результаты сравнительного моделирования спектра выходного сигнала СВЧ оптоэлектронного смесителя в САПР AWR DE (а) и VPI-PDS (б)

3. Заключение

В связи с тем, что развитие современных телекоммуникационных систем связано с переходом в диапазоны радиочастот 20 — 80 ГГц, для их построения широко применяются радиопотонные устройства и модули. Остро стоит вопрос их комплексного нелинейного моделирования СВЧ устройств и систем с включёнными в их состав активными и пассивными радиопотонными элементами.

Проведено сравнительное моделирование для нескольких типов СВЧ радиопотонных устройств и систем с помощью двух распространённых САПР AWR Design Environment и VPI Photonics Design Suite.

Преимуществом моделирования в САПР VPI-PDS является его большее удобство и быстрдействие при приемлемой точности расчёта, так как в основном используются встроенные библиотечные модели оптоэлектронных и оптических компонентов. С другой стороны, преимуществом моделирования в САПР AWR DE является возможность получения более сложных и в то же время более точных характеристик, поскольку их параметры строятся на измеренных характеристиках реальных оптоэлектронных компонентов. Кроме того, САПР AWR DE позволяет при проектировании телекоммуникационных систем с применением радиопотонных компонентов использовать библиотеки современных СВЧ элементов ведущих мировых производителей.

Список литературы

1. Belkin M. E., Belkin L., Sigov A. S., Iakovlev V., Suruceanu G., and Kapon E.: Performances of Microwave-Band Analog Signal Transmission using Wafer-Fused Long Wavelength VCSELs. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2011; 23(20):1463-1465. DOI: 10.1109/LPT.2011.2162230.
2. Belkin M.E., Golovin V., Tyschuk Y., Vasil'ev M., and Sigov A.S.: Computer-Aided Design of Microwave-Photonics-based RF Circuits and Systems. Chapter 4 in book *IntechOpen RF Systems, Circuits and Components*. 2018:61-81.
3. Leijtens X.J.M., Le Lourec P. and Smit M.K.: S-Matrix Oriented CAD-Tool for Simulating Complex Integrated Optical Circuits. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*. 1996; 2(2):257 - 262. DOI: 10.1109/2944.577373
4. Belkin M.E., Golovin V., Tyschuk Y., and Sigov A.S.: A simulation technique for designing next-generation information and communication systems based on off-the-shelf microwave electronics computer tool. *International Journal of Simulation and Process Modelling*. 2018; 13(3):238-254. DOI: 10.1504/IJSPM.2018.093104

Сравнительное моделирование радиотонной диаграммообразующей схемы фазированной антенной решётки в различных САПР¹

¹Белкин М. Е., ²Головин В. В., ²Тыщук Ю. Н.

¹Московский технологический университет (МИРЭА)

Москва, 119454, Россия

belkin@mirea.ru

²Севастопольский государственный университет, СевГУ

Севастополь, 99053, Россия

v_golovin@mail.ru, y.tyschuk@gmail.com

Аннотация: В докладе представлены результаты сравнительного нелинейного моделирования приёмного и передающего каналов радиотонной диаграммообразующей схемы фазированной антенной решётки в оптической и микроволновой системах автоматизированного проектирования, показаны преимущества микроволновой САПР с точки зрения более качественных и широких метрологических возможностей, а также — возможности построения микроволновой части модели ДОС с применением современной компонентной базы.

1. Введение

Сегодня развитие техники фазированных антенных решёток (ФАР) связано с совершенствованием их диаграммообразующих схем (ДОС), реализуемых на основе цифровой обработки сигнала, синтеза апертуры, построения гибридной топологии ДОС на основе устройств радиофотоники [1]. Последнее направление обеспечивает следующие преимущества для фазированных антенных решёток: возможность реализации протяжённых трактов на оптоволокне (разнесение решётки излучателей и основного модуля ДОС); повышенная электромагнитная развязка, так как сигнал в оптическом волокне не чувствителен к внешним электромагнитным полям; хорошая совместимость технологий изготовления волоконно-оптических устройств с технологиями изготовления интегральных микросхем; оптоволоконная техника имеет свои характерные особенности работы, которые можно использовать для построения принципиально новых топологий ДОС ФАР. При проектировании радиотонных ДОС требуется применять системы автоматизированного проектирования (САПР), которые с одной стороны позволяют разрабатывать микроволновый тракт ДОС, а с другой стороны — её волоконно-оптическую часть. Существуют САПР, в которых представлена широкая номенклатура микроволновых либо оптических компонентов. Возможность комплексного подхода к сквозному проектированию требует разработки вспомогательных нелинейных имитационных моделей, например, волоконно-оптических компонентов в микроволновой САПР [2]. В данном докладе представлены результаты сравнительного моделирования радиотонной ДОС ФАР в оптической и микроволновой САПР, причём в последней использовались эквивалентные электрические модели оптических компонентов, разработанные авторами [3 — 5].

2. Основная часть

Для построения ДОС ФАР выбрана исходная модель, показанная на рис. 1, реализованная на брегговских отражательных решётках. В состав ДОС входят следующие модули: перестраиваемые передающие оптические модули (ППОМ); эрбиевый волоконный усилитель (ЭВУ); оптический и микроволновый ответвители; электро-абсорбционные модуляторы (ЭАМ); оптические волокна; модуль селективных линий задержки (МЛЗ), состоящий из циркуляторов, многочастотных Брегговских решеток (БР1 — БР7) и компенсирующих линий задержки (КЛЗ 1 — КЛЗ 7); приёмные оптические модули (ПРОМ); микроволновый блок приёма; микроволновый блок передачи; блок питания и управления; двухканальный модуль линий задержки (МЛЗ), содержащие нерегулярные брегговские решётки; Y-циркуляторы; приёмопередающие модули (ППМ), содержащие ПРОМ, ЭАМ, усилители мощности (УМ), маломощные усилители (МШУ), Y-циркуляторы. При этом, на выходе передающих каналов можно подобрать такой режим работы ДОС, чтобы исключить использование усилителей мощности. Аналогично, можно исключить использование маломощных усилителей, если использовать во входных каналах когерентные волоконно-оптические тракты с фазовой модуляцией во всех возможных вариантах.

На рис. 2 показаны модель ДОС ФАР в САПР и расчётные ДН ФАР.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 18-29-20083.

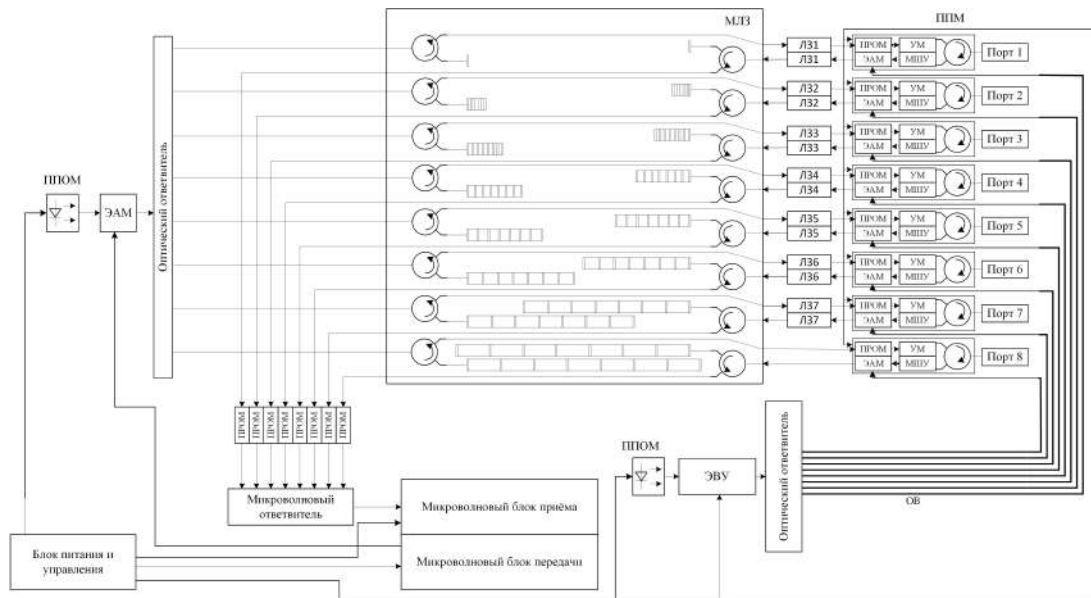
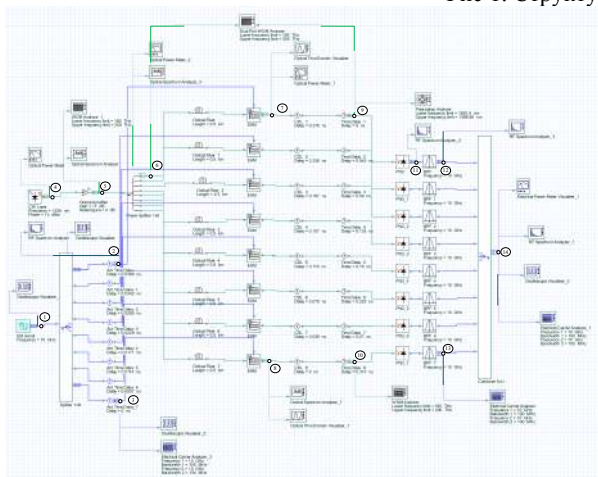
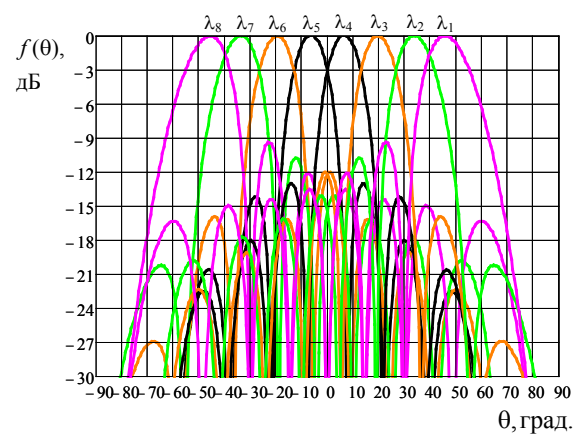


Рис 1. Структурная схема ДОС ФАР



а)



б)

Рис 2. Модель ДОС ФАР в САПР (а) и расчётные ДН ФАР (б)

3. Заключение

Представлены результаты сравнительного моделирования радиофотонной ДОС ФАР в специализированных оптической САПР OptiSystem и в микроволновой САПР AWR Design Environment, причём в последней реализовано сквозное имитационное моделирование за счёт использования разработанных авторами эквивалентных моделей волоконно-оптических компонентов. Показано, что применение микроволновой САПР AWR DE позволяет более тщательно проработать СВЧ тракт с учётом современной микроволновой элементной базы, а также получить более детальные характеристики сигналов, возможность построить ДН ФАР непосредственно в САПР.

Список литературы

1. Зайцев, Д.Ф. Аналоговая фотоника в антенной технике // Антенны. 2009. № 7. С. 59 — 67.
2. Belkin M.E., Fofanov D., Golovin V., Tyschuk Y., Sigov A.S. Design and Optimization of Photonics-Based Beamforming Networks for Ultra-Wide mmWave-Band Antenna Arrays // Array Pattern Optimization. London: IntechOpen Limited, 2018 [Электронный ресурс]. Режим доступа: DOI: 10.5772/intechopen.73353.
3. Белкин М.Е., Головин В.В., Тышук Ю.Н. Эквивалентная электрическая модель электрооптического модулятора Маха-Цандера в САПР AWR Microwave Office // 26-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2016 (Севастополь, 4—10 сент. 2016 г.). 2016. С. 2358—2359.
4. Головин В.В., Тышук Ю.Н. Эквивалентная электрическая модель электрооптического широкополосного фазовращателя в САПР AWR Microwave Office // 26-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2016 (Севастополь, 4—10 сент. 2016 г.). 2016. С. 2366.
5. Belkin M.E., Bakhvalova T., Golovin V., Tyschuk Y., Sigov A.S. Modeling and Simulation in Microwave-Photonics Applications // Modeling and Simulation in Engineering. London: IntechOpen Limited, 2020 [Электронный ресурс]. Режим доступа: DOI: 10.5772/intechopen.91940.

Оптический измеритель коэффициента спектрального поглощения жидких сред для полевых исследований

Филатов А. В.

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
ул. Ленина, 50, Томск, 634000, Россия
filsash@mail.ru

Аннотация: Рассмотрен простой цифровой измеритель спектрального поглощения оптического излучения жидкими средами, предназначенный для работы в полевых условиях. Высокая стабильность измерений и линейность передаточной характеристики были достигнуты благодаря применению в основе функционирования измерителя модификации нулевого метода измерений. Максимальное значение нелинейности передаточной характеристики измерителя для полного диапазона измерения не превысила 3 ÷ 4 младших разрядов 10-разрядного цифрового кода.

При проведении научных исследований в таких областях, как гидрогеология, лимнология и т.д., возникает необходимость определения степени прозрачности жидких сред в оптическом и инфракрасном диапазонах электромагнитных волн непосредственно в условия натурного эксперимента (в полевых условиях). Изучая избирательное (селективное) поглощение излучения измерением уменьшения интенсивности волн в слое исследуемой среды, оценивается концентрация растворимого вещества, определяется показатель поглощения (для абсолютно прозрачных сред равен нулю), коэффициент экстинкции мутных сред.

В работе рассмотрен простой портативный измеритель спектрального поглощения оптического излучения с батарейным питанием, в основе принципа функционирования которого используется модифицированный нулевой метод [1]. На рис. 1. приведена структурная схема измерителя, в котором применены два вида синхронно выполняемых импульсных модуляций: амплитудная и широтная.

В работе получено выражение для сигнального фототока, который определяется через длительность широтно-импульсного сигнала $t_{\text{ШИМ}}$:

$$I_c = I_{\text{оп}}(t_{\text{ШИМ}} / t_{\text{АИМ}}), \quad (1)$$

где $t_{\text{АИМ}}$ – длительности управляющего амплитудной модуляцией импульса, $I_{\text{оп}}$ – ток, протекающий через резистор R_1 от опорного источника. Как следует из (1), линейность преобразования светового потока в выходное напряжение определяется не измерительным трактом, а приемником излучения, его характеристикой "освещенность – фототок".

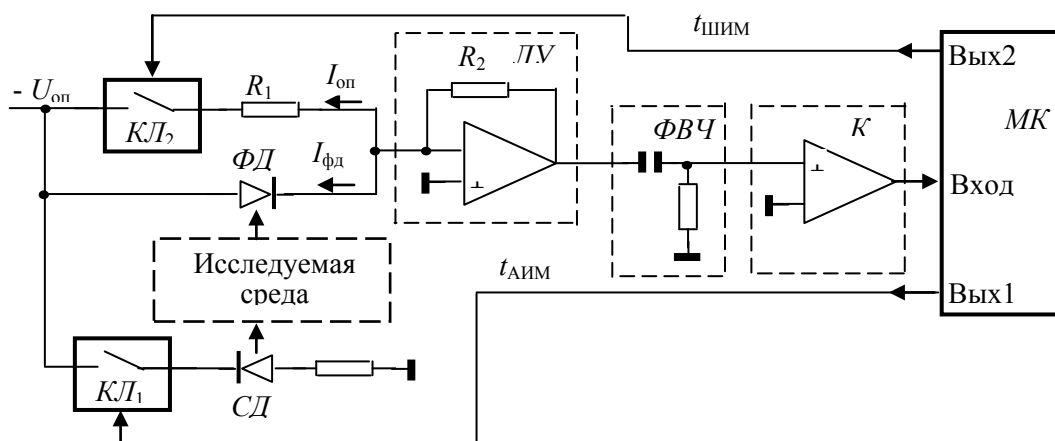


Рис. 1. Схема измерителя поглощения оптического излучения жидкими средами. $КЛ_{1,2}$ – ключи, $СД$ – светодиод, $ФД$ – фотодиод, $ЛУ$ – линейный усилитель, $ФВЧ$ – фильтр верхних частот, $К$ – компаратор, $МК$ – микроконтроллер

Список литературы

1. Филатов А.В. Модифицированный метод нулевого приема и его применение в микроволновых радиометрах // Приборы и техника эксперимента. - 1996. - №3. - С. 87.

Формирование гребенки частот в оптоэлектронном генераторе¹

^{1,2,3} Кулагин В. В., ^{3,4} Валуев В. В., ^{3,5} Конторов С. М., ³ Прохоров Д. А., ² Черепенин В. А.

¹ Государственный астрономический институт им. П.К.Штернберга МГУ им. М. В. Ломоносова
г. Москва, 119991, Университетский просп., 13, Российская Федерация
victorvkulagin@yandex.ru

² Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
г. Москва, 125009, ул. Моховая, 11, Российская Федерация

³ Национальный исследовательский ядерный университет МИФИ
г. Москва, 115409, Каширское ш., 31, Российская Федерация

⁴ ЗАО НТЦ «Модуль»
г. Москва, 125190, 4-ая улица 8 Марта, 3, Российская Федерация

⁵ Сколковский институт науки и технологий
г. Москва 121205, ул. Большой бульвар д.30, с.1, Российская Федерация

Аннотация: Исследованы режимы работы и характеристики перестраиваемого оптоэлектронного генератора СВЧ колебаний. Результаты проведенных численных моделирований показали, что форма колебаний, время их установления и другие характеристики генерируемого сигнала в оптоэлектронном генераторе сильно зависят от параметров генератора, в частности, петлевого коэффициента усиления, длины волоконно-оптического тракта, характеристик СВЧ фильтра, уровня фазовых и амплитудных шумов лазера и др. Исследованы многомодовые режимы генерации в оптоэлектронном генераторе, которые могут возникать, в частности, при использовании СВЧ фильтров высокого порядка. В этом случае формируемая система мод может быть неэквидистантной, причем общая ширина полосы сигнала определяется полосой СВЧ фильтра.

1. Введение

Формирование одномодовых СВЧ колебаний с низкими фазовыми шумами является одним из важных направлений современной радиофотоники. В последнее время большое распространение получила также генерация гребенок СВЧ и оптических частот. Такие гребенки могут использоваться во многих устройствах, например, в радиофотонных аналого-цифровых преобразователях [1—3], в генераторах задающих частот для зондирующих комплексов [4,5] и др.. Обычно в радиофотонных устройствах для генерации гребенки требуется одна или несколько задающих частот, при помощи которых и формируется вся гребенка [6]. Для этого используется ультрастабильный генератор СВЧ колебаний, так как фазовые шумы гребенки определяются, в основном, стабильностью задающего генератора. В то же время радиофотоника предлагает оптоэлектронный генератор, который перестраивается в широком диапазоне частот и имеет рекордно низкие шумы [7] благодаря использованию оптического энергоаккумулирующего элемента на основе длинной волоконной линии или микрорезонатора. И генератор гребенки частот, и задающий оптоэлектронный генератор построены на основе радиофотонных технологий, поэтому естественно их объединить в одном устройстве. В работе с помощью численного моделирования исследованы характеристики перестраиваемого оптоэлектронного генератора СВЧ колебаний, в том числе, в многомодовом режиме генерации.

2. Численное моделирование опто-электронного генератора

Проведено численное исследование характеристик оптоэлектронного генератора. Показано, что время установления стабильного выходного сигнала зависит от длины линии задержки и может составлять от нескольких микросекунд до десятков миллисекунд. Показано также, что увеличение фазовых шумов лазера приводит к усилению флуктуаций огибающей генерируемого сигнала, в результате нестабильность выходной мощности растет. Исследована зависимость формы выходного сигнала генератора от петлевого коэффициента усиления и показано, что для недостаточного и избыточного коэффициентов усиления выходной сигнал оптоэлектронного генератора представляет собой узкополосный шум полосой, равной полосе фильтра. Наиболее узкая линия реализуется при петлевом коэффициенте усиления, близком к порогу генерации. При увеличении коэффициента усиления в два раза форма огибающей линий существенно деформируется, а амплитуда колебаний хаотически меняется. При еще более высоком коэффициенте усиления генератор переходит в режим генерации хаотических колебаний, а ширина линии может увеличиваться до нескольких гигагерц. Возникновение хаотического режима колебаний облегчается при увеличении длины линии задержки.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, гранты № 19-29-06108 и 20-07-00768.

Такое поведение определяется наличием СВЧ фильтра в цепи обратной связи, который обычно состоит из нескольких звеньев, что определяет возможность возникновения динамического хаоса в системе с запаздывающей обратной связью, каковой является оптоэлектронный генератор. Были также численно исследованы многомодовые режимы генерации в оптоэлектронном генераторе, которые возникают при использовании СВЧ фильтров высокого порядка. Численные моделирования показали, что формируемая система мод в этом случае может быть неэквидистантной, что связано с нелинейностью фазо-частотной характеристики фильтра. Такая гребенка частот может быть использована в блоке генерации передаваемого сигнала зондирующих комплексов для формирования несущих на неэквидистантной сетке частот.

3. Заключение

В работе исследованы режимы работы и характеристики перестраиваемого оптоэлектронного генератора СВЧ колебаний. Результаты проведенных численных моделирований показали, что форма колебаний, время их установления и другие характеристики генерируемого сигнала ОЭГ сильно зависят от параметров генератора, в частности, петлевого коэффициента усиления, длины волоконно-оптического тракта, характеристик СВЧ фильтра, уровня фазовых и амплитудных шумов лазера и др.. Так, время установления стабильного выходного сигнала может составлять от нескольких микросекунд до десятков миллисекунд и более при изменении длины оптоволоконной линии. Выбор неоптимальной величины петлевого коэффициента усиления может существенно расширить линию генерации и привести к хаотизации выходного колебания. Исследованы также многомодовые режимы генерации в оптоэлектронном генераторе, которые могут возникать, в частности, при использовании СВЧ фильтров высокого порядка. В этом случае формируемая система мод может быть неэквидистантной, причем общая ширина полосы сигнала определяется полосой СВЧ фильтра.

Список литературы

1. Kontorov S. M., Cherepenin V. A., Kulagin V. V., Prokhorov D.A., Shulunov A. N., Kargin N. I., Valuev V.V.. Signal Spectral-Interval Estimation in Fast Photonic Analog-to-digital Converters // 2018 Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS-Toyama), Toyama. 2018. P. 967-972.
2. Cherepenin V.A., Kontorov S.M., Kulagin V.V., Prokhorov D.A., Shulunov A.N., Valuev V.V. Photonic analog-to-digital conversion of microwave signals using spectral-interval estimation // IEEE Conference Publications: 48th European Microwave Conference (EuMC). 2018. P. 796-799.
3. Кулагин В. В., Валуев В. В., Конторов С. М., Прохоров Д. А., Черепенин В. А.. Высокочастотный радиофотонный АЦП с многоканальным измерением сигнала в спектральных интервалах //Известия РАН. Серия физическая. 2020. Т. 84, № 1. С. 67–72.
4. OFDM Concepts for Future Communication Systems, Ed. H. Rohling, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2011. 258 p.
5. Sen S., Nehorai A.. Target Detection in Clutter Using Adaptive OFDM Radar // IEEE Signal Processing Letters. 2009.V. 16. No. 7. P. 592 - 595.
6. Sakamoto T. et. al. Asymptotic formalism for ultraflat optical frequency comb generation using a Mach-Zehnder modulator // Optics Letters. 2007. V. 32. No 11. P. 1515-1517.
7. Maleki L.. The optoelectronic oscillator. Nature Photonics. 2011. V. 5. No. 12. P. 728–730.

Разработка универсального узла контроля режимов работы оптоэлектронных компонентов радиифотонного приемопередающего модуля¹

А.В. Алешин, Д.А. Фофанов, Б.А. Картышев, М.Е. Белкин

МИРЭА – Российский технологический университет,
Научно-технологический центр «Интегральная радиофотоника»
г. Москва, проспект Вернадского, 78, 119454, Российская Федерация
fofanov@mirea.ru

Аннотация: В работе описываются результаты разработки универсального контроллера, предназначенного для одновременного поддержания стабильного режима работы всех активных оптоэлектронных компонентов, входящих в состав радиифотонного приемопередающего модуля: полупроводникового лазерного излучателя, электрооптического модулятора и р-і-п-фотодетектора. Приведены функциональное описание, схемная реализация, алгоритмические аспекты работы и результаты изготовления и испытания экспериментального образца. Разработанный узел может найти эффективное применение в аппаратуре базовых станций перспективных сотовых телекоммуникационных сетей волоконно-беспроводной архитектуры, приемопередающих модулях моностатических РЛС и средств радиоэлектронного противодействия на базе радиифотонной технологии, а также в различных научных и промышленных приложениях, требующих точного контроля режимов работы оптоэлектронных компонентов и устройств.

1. Введение

Современные тенденции построения как волоконно-оптической, так и радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) связаны с увеличением пропускной способности канала передачи информации, то есть, с расширением мгновенной полосы обработки сигналов, а также с улучшением ее массогабаритных и функциональных характеристик. Первая тенденция в РЭА реализуется за счет применения радиифотонного подхода [1, 2] и заключается в переносе операций обработки радиосигналов в оптический диапазон. Одним из ключевых подходов к реализации второй тенденции является совмещение функций передачи и приема в едином конструктиве [3], получившем название приемо-передающий модуль (ППМ). При этом в состав радиифотонного ППМ должны входить дополнительные пассивные оптические (например, оптические разветвители, дуплексор, изолятор) и активные оптоэлектронные (например, полупроводниковый лазерный модуль (ПЛМ), электрооптический модулятор (ЭОМ), фотодиодный модуль (ФДМ)) компоненты, которые с целью упрощения схемы распределения обычно комбинируются в обособленном приемо-передающем оптоэлектронном модуле (ППОМ).

Для обеспечения эффективного режима работы ППОМ желателен общий прецизионный контроллер, который управляет температурой и током смещения ПЛМ, и напряжениями смещения ЭОМ и ФДМ. Для решения этой задачи ниже приведены результаты разработки универсального узла контроля (УУК), который одновременно координирует режимы работы всех вышеперечисленных оптоэлектронных компонентов.

2. Описание и алгоритм работы УУК

В типичной функциональной схеме ППОМ ПЛМ функционирует в качестве источника излучения и требует регулирования тока для настройки и поддержания выходной оптической мощности и длины волны излучения. Вдобавок, контроль напряжения обеспечивает оперативное обнаружение проблем с работой лазерного диода. Электро-абсорбционный модулятор (ЭАМ) является преобладающим типом современного ЭОМ благодаря широкой полосе модуляции, низкому уровню паразитной частотной модуляции и компактности за счет возможности интеграции с лазером в единую фотонную интегральную схему. Измерение тока контрольного фотодиода (КФД) позволяет осуществлять контроль оптической мощности на выходе ЭАМ для поддержания требуемой выходной мощности ПЛМ, которая имеет тенденцию уменьшаться со временем, а также настраивать рабочую точку ЭАМ. Термоэлектронный микроохладитель (ТЭМО) работает на основе эффекта Пельтье и требует регулирования тока для нагрева или охлаждения ПЛМ, ЭАМ и КФД, установленных на одной из его контактных зон. Терморезистор используется в качестве датчика температуры ТЭМО и обеспечивает обратную связь для регулятора тока ТЭМО. ФДМ требует установки напряжения смещения для своей работы.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 18-29-20083

При разработке УУК преследовались следующие цели: одновременное управление всеми оптоэлектронными компонентами ППОМ; работа с различными типами ПЛМ, режимами ТЭМО, а также с разнообразными ЭАМ, КФД и ФДМ; обеспечение «тонкой» настройки параметров; надежная работа при изменении условий окружающей среды и возможных ошибках оператора; низкая себестоимость.

Для прецизионной установки и поддержания режима работы оптоэлектронных компонентов использованы цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП) с 12-битным и более разрешением. Выходы ЦАП преобразуются и буферизуются с помощью стандартных линейных интегральных схем, таких как операционные усилители, преобразователи напряжения в ток и т.д.

Необходимый тепловой режим достигается сочетанием широтно-импульсной модуляции и линейных источников тока, обеспечивающих подачу тока в ТЭМО по пропорционально-интегральной логике, основанной на измерениях температуры с помощью встроенного в ПЛМ терморезистора. Контроль параметров осуществляется с помощью цифровых датчиков мощности, которые способны измерять ток, напряжение и потребляемую мощность контролируемого компонента.

На рис. 1 показан экспериментальный образец разработанного УУК. Компактный объем печатной платы (150 x 75 мм) позволяет без проблем использовать узел в составе ППОМ. Вышеуказанные оптоэлектронные компоненты подключаются при помощи миниатюрных разъемов.



Рис. 1. Экспериментальный образец УУК

Алгоритм функционирования УУК выполняет следующие задачи: отказоустойчивое включение и выключение ППОМ, реализация последовательности включения питания в соответствии с рекомендациями производителей компонентов; программируемая настройка и поддержание тока, температуры и напряжения смещения оптоэлектронных компонентов; непрерывный мониторинг показателей исправности ППОМ и предоставление пользователю информации о состоянии. После включения питания УУК по умолчанию устанавливает компоненты в безопасные режимы и ожидает команды от пользователя. Получив команду, УУК проверяет ее на корректность, определяет и выполняет все необходимые управляющие действия, непрерывно поддерживая стабильность всех параметров.

Результаты испытаний экспериментального образца показали относительные уровни долговременной стабильности выходной мощности ПЛМ в пределах 3×10^{-3} и дрейфа центральной длины волны излучения в пределах $1,6 \times 10^{-5}$ (26 пм).

3. Заключение

Разработан универсальный узел контроля режима радиوفотонного приемопередающего модуля, который может найти эффективное применение в аппаратуре базовых станций перспективных сотовых телекоммуникационных сетей волоконно-беспроводной архитектуры, приемопередающих модулях моностатических РЛС и средств радиоэлектронного противодействия на базе радиوفотонной технологии, а также в различных научных и промышленных приложениях, требующих точного контроля режимов работы оптоэлектронных компонентов и устройств.

Список литературы

1. Ghelfi P., Laghezza F., Scotti, F. и др. A fully photonics-based coherent radar system // Nature. 2014. № 507. С. 341-345.
2. Белкин М.Е., Кудж С.А., Сигов А.С. Новые принципы построения радиоэлектронной аппаратуры СВЧ диапазона с использованием радиوفотонной технологии // Российский технологический журнал. 2016, № 1 (10). С. 4-20.
3. Belkin M.E. The Building Principles of a Cost- and Power-Efficient Base Station for Emerging Fiber-Wireless Networks // 2017 IEEE International Conference on Microwaves, Antennas, Communications and Electronic Systems (COMCAS). (Tel-Aviv, Israel, Nov. 13-15, 2017). P. 1-4.

Исследование оптимального электрооптического преобразователя для аналоговой волоконно-оптической системы передачи радиосигналов СВЧ диапазона¹

А.В. Алешин, Д.А. Фофанов, Т.Н. Бахвалова, М.Е. Белкин

МИРЭА – Российский технологический университет,
Научно-технологический центр «Интегральная радиофотоника»
г. Москва, проспект Вернадского, 78, 119454, Российская Федерация
fofanov@mirea.ru

Аннотация: В работе описываются результаты исследования вариантов электрооптического преобразования для передачи по волоконно-оптическим линиям связи радиосигналов с квадратурной амплитудной модуляцией в сети доступа сотовой телекоммуникационной системы пятого поколения (5G NR). При помощи компьютерного моделирования и экспериментального исследования получены оценки магнитуды вектора ошибки в зависимости от частоты радиочастотной несущей, длины линии передачи и способа электрооптического преобразования. Продемонстрировано влияние хроматической дисперсии на магнитуду вектора ошибки. Определены оптимальные с точки зрения качества передачи типы электрооптических модуляторов для волоконно-оптических линий передачи различной длины.

1. Введение

Современный этап развития телекоммуникационных сетей характеризуется интенсивными исследованиями и разработками в области сотовых сетей пятого поколения (5G NR) [1, 2]. Одной из ключевых отличительных особенностей 5G NR по сравнению с предыдущими поколениями является преодоление потолка в 6 ГГц в мобильной сети. Тем не менее, согласно прогнозу фирмы Ericsson [3], число абонентов 4G LTE будет продолжать ежегодно расти до 2021 года, и только в 2024 году число абонентов 5G превысит 40% охвата населения и достигнет 1,5 млрд пользователей.

На сегодняшний день хорошо известным альтернативным принципом построения сети доступа 5G является волоконно-беспроводная технология (Radio-over-Fiber, RoF), которая обеспечивает бесшовную интеграцию оптического и беспроводного интерфейсов. Доступны два варианта передачи данных на основе RoF, названные аналоговым (ARoF) и цифровым (DRoF) [4]. В работе рассматривается аналоговый вариант, обладающий следующими преимуществами: пониженные требования к ширине полосы пропускания; упрощенная конструкция приемопередатчика, не требующая аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей; сравнительно низкая себестоимость сети в целом. К недостаткам аналогового варианта относится большая чувствительность к потерям и хроматической дисперсии в линии передачи, повышенные требования к линейности тракта передачи. Обязательной операцией в волоконно-оптической линии передачи (ВОЛП) является электрооптическое преобразование (ЭОП), которое преимущественно реализуется по одному из двух вариантов: непосредственная модуляция на базе полупроводникового лазера с распределенной обратной связью (DIM-DFB) либо поверхностно излучающего лазера с вертикальным резонатором (DIM-VCSEL); внешняя модуляция на базе электроабсорбционного модулятора (EIM-EAM) либо электрооптического модулятора Маха-Цандера (EIM-MZM). Данные варианты исследованы при помощи компьютерного моделирования в оптоэлектронной САПР VPI Photonics Design Suite с точки зрения влияния длины ВОЛП на магнитуду вектора ошибки (EVM) демодулированного радиосигнала.

2. Моделирование и экспериментальное подтверждение

Пример результатов компьютерного моделирования зависимости EVM от длины ВОЛП при передаче на оптической несущей С-диапазона (1535-1565 нм) со скоростью 2,5 Гбит/с РЧ сигнала с 64-позиционной квадратурной амплитудной модуляцией (64-QAM) на несущей 1,8 ГГц для различных вариантов модуляции показаны на рис. 1а. На рис. 1б показана аналогичная зависимость для варианта DIM-VCSEL при частотах РЧ несущей в полосе 1,8-10 ГГц.

Как видно из рис. 1, минимальные значения EVM были получены для внешней модуляции с использованием EIM-MZM. Наклон характеристики EVM увеличивается по мере увеличения длины, минимален для EIM-MZM и достигает наибольших значений для DIM-VCSEL, что соответствует известным данным. Длина оптимизированной линии передачи достигает 33 км для DIM-VCSEL, 55 км для DIM-DFB, 58 км для EIM-EAM и 62 км для EIM-MZM при стандартном ограничении EVM в 8 %.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 18-29-20083.

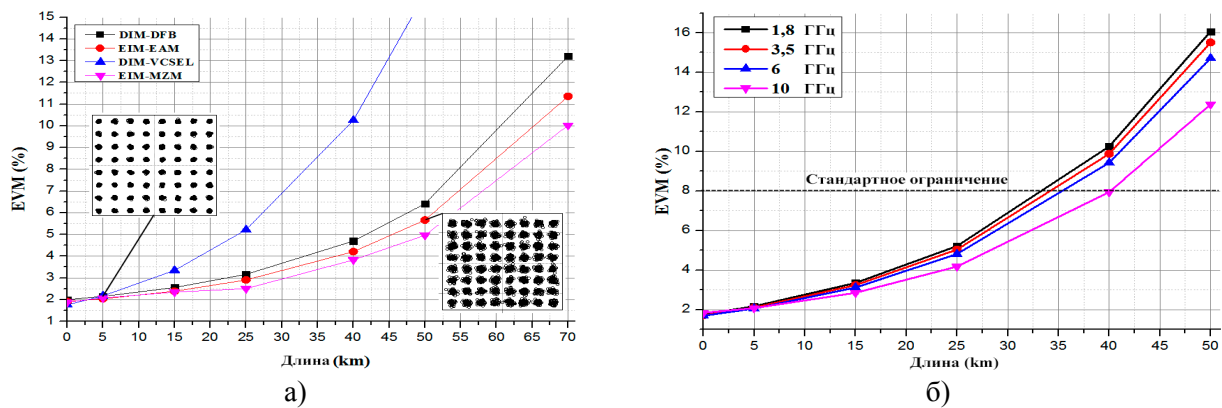


Рис. 1. Результаты компьютерного моделирования. Зависимость EVM от длины линии передачи при:
а) различных вариантах ЭОП; б) различных частотах радионесущей для варианта DIM-VCSEL

Экспериментальные исследования проводились с использованием следующих компонентов: DIM-DFB Emcore 1742, EIM-EAM NeoPhotonics OL5158M, EIM-MZM в составе лазерного модуля PurePhotonics PPCL300 и модулятора Thorlabs LN05S. В качестве источника сигналов использовался генератор сигналов произвольной формы Keysight M8195A, в качестве приемника – анализатор спектра Keysight N9030B с фотодиодным модулем Finisar BPDV2120R на входе. Исследования проведены при частотах РЧ несущей 1,8 ГГц и 15 ГГц.

Для DIM-DFB рост EVM на частоте 1,8 ГГц начинается при длине линии более 25 км, что обусловлено возрастающими потерями в оптическом тракте; на частоте 15 ГГц наблюдается выраженный пик при длине линии около 4 км, обусловленный влиянием хроматической дисперсии, снижающей отношение сигнала к шуму при определенных длинах линии. Для EIM-EAM на частоте 1,8 ГГц картина аналогична предыдущему варианту, в то время как на частоте 15 ГГц пик EVM сдвинут в область длин в районе 5 км, что обусловлено различающимися характеристиками ЭОП (чирпом). Вариант EIM-MZM продемонстрировал большие значения EVM, что связано с существенными потерями в самом использованном модуляторе и малым результирующим коэффициентом передачи. Результаты экспериментального исследования в целом соответствуют представленным результатам компьютерного моделирования. Для передачи на частотах РЧ несущей в единицы гигагерц в отсутствии влияния хроматической дисперсии оптимальным является вариант DIM-DFB. Для передачи на частотах 15 ГГц и выше оптимальным является вариант EIM-MZM при условии обеспечения малых потерь в модуляторе. Передача сигналов с использованием рассматриваемой аналоговой волоконно-беспроводной технологии может уверенно осуществляться на дальности до 25 км, что соответствует требованиям большинства применений сети доступа 5G NR.

3. Заключение

При помощи компьютерного моделирования и экспериментального исследования проанализировано влияние способа электрооптического преобразования на магнитуду вектора ошибки сигнала при его передаче по сети доступа 5G NR волоконно-беспроводной архитектуры. Результаты экспериментов показывают возможность использования аналоговой передачи по ВОЛП цифрового сигнала с QAM при длинах линий, характерных для сети доступа. Предпочтительна передача сигналов с частотами РЧ несущей в пределах единиц гигагерц либо на промежуточной частоте с последующим преобразованием частоты на базовой станции. Хроматическая дисперсия существенно ограничивает дальность передачи на высокочастотных РЧ несущих и требует применения специальных мер.

Список литературы

1. Munn J. Our 5G Future: In the Fast Lane with Numerical Simulation // Microwaves & RF [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.mwrf.com/technologies/software/article/21846965/our-5g-future-in-the-fast-lane-with-numerical-simulation> (дата обращения: 15.11.2016).
2. Frenzel L. Making 5G Happen // Microwaves & RF [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.mwrf.com/technologies/systems/article/21848864/making-5g-happen> (дата обращения: 19.12.2017).
3. Qu Y., Lozano A., Gatherer A. Nine Communication Technology Trends for 2019 // CTN ComSoc Technology News [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.comsoc.org/publications/ctn/nine-communications-technology-trends-2019> (дата обращения: 17.01.2019).
4. Novak D., Waterhouse R. B., Nirmalathas A. и др. Radio-Over-Fiber Technologies for Emerging Wireless Systems // IEEE J. of Quantum Electronics 2016. Т. 52, № 1. С. 1–11.

Необычная и мощная вспышка мазера водяного пара в W49N

¹ Вольвач А.Е., ¹ Вольвач Л.Н., ² Ларионов М.Г.

¹ Отдел радиоастрономии и геодинамики, ФГБУН «КРАО РАН», п. Кацивели

² Астрокосмический центр Физического института им. П.Н. Лебедева РАН, Москва

Аннотация: Обнаружена необычная и мощная вспышка мазера водяного пара в высокоскоростной линии -60 км/сек в галактическом источнике W49N. Особенность вспышки, произошедшей в 2019 г., состоит в том, что она возникла на максимуме менее мощной, но более продолжительной вспышки. Ее длительность была менее одного месяца, а амплитуда составила 77 кЯн, что сопоставимо с самыми мощными вспышками в этом источнике, произошедшими за всю историю наблюдений за этим объектом. Обнаруженная корреляция между экспоненциальным ростом потока и уменьшением ширины линии свидетельствует о ненасыщенном состоянии мазера во время вспышки. Обсуждаются вопросы физических характеристик источника лазерного излучения в W49N. Рассмотрена возможность детектирования гравитационных волн от тесных двойных массивных звездных систем.

1. Введение

Массивный комплекс активного звездообразования, в котором расположен лазерный источник W49N расположен на расстоянии 11 кпк от солнечной системы. Мазерная область характеризуется высокой светимостью мазерных линий, широким диапазоном времен переменности и значительным диапазоном лучевых скоростей деталей (± 150 км/сек). В объекте за всю историю наблюдений было отмечено несколько вспышек с амплитудой около 80 кЯн. Но немногочисленные вспышечные явления не были зафиксированы с достаточной подробностью, чтобы определить в каком состоянии находился мазер во время вспышки, кроме двух.

Во время вспышек мазера воды суточная переменность потока может составлять десятки процентов, поэтому необходим практически ежедневный мониторинг таких явлений. Это требует больших временных затрат при проведении наблюдательных программ. Но именно таким образом можно реализовать преимущества мониторинга на одиночных антеннах и наблюдать детали процессов, происходящих в очень компактных образованиях размерами менее 10^{13} - 10^{14} см. Даже глобальные интерферометры могут разрешать детали в W49N размерами более $3 \cdot 10^{14}$ см (20 а.е.).

2. Экспериментальная база наблюдений

Наблюдательная программа проводилась на радиотелескопе РТ-22 КРАО. Использовался неохлаждаемый приемник с температурой шумов $T_{\text{ш}} = 60\text{K}$. В зависимости от погодных условий температура приемной системы с учетом шумов антенны и атмосферы находилась в пределах (150-200) К. Калибровка по потоку осуществлялась по источникам DR 21, Vir A и Cyg A. Температура калибровочной ступеньки ГШ устанавливалось по фиксированному температурному перепаду на апертуре радиотелескопа, обеспечиваемого согласованной нагрузкой, находящейся при температурах жидкого азота и комнатной температуре. Ширина диаграммы направленности радиотелескопа по половинной мощности составляла 150 угл. сек. Радиотелескоп имел чувствительность 13 Ян/К.

Во вторичном фокусе радиотелескопа была установлена приемная система и данные наблюдений по промежуточной частоте 160 ± 16 МГц передавались с радиотелескопа на спектрометр и аппаратуру регистрации. Полоса приема данных составляла 4 мГц при работе с системой регистрации Марк-5В+ и 32 мГц при регистрации на РДР-1. Гетеродин стабилизировался от Н-мазера частотой 5 МГц.

Мониторинг вспышек проводился в 2019 г., в большей части времени с интервалами 1-2 дня. Здесь приводятся также данные по очень необычному вспышечному явлению на скорости -60 км/сек в первой половине 2019 г.

Особенность рассматриваемого вспышечного явления состоит в том, что мы наблюдаем серию вспышек разной амплитуды и продолжительности. Самую мощную вспышку, продолжавшуюся около 25 дней (рис. 1.), также как и в случае со вспышкой в линии -81 км/сек, можно считать излучением изолированной мазерной глобулы. Следовательно, размеры образования около 1 а.е при скорости звездного ветра около 60 км/сек, например. Вспышка произошла на фоне менее мощной, но более продолжительной вспышки около четверти года амплитудой около 20 кЯн (рис. 1). Похоже, что более продолжительные вспышки являются состоящими из нескольких, более коротких.

Общая продолжительность мониторинга вспышечных явлений составляет промежуток времени около полугода.

Для определения состояния мазера во время вспышек была построена зависимость ширины линии от потока. На рис. 3,4 показаны зависимости обратного квадрата ширины линии от натурального логарифма потока для двух вспышек мазера водяного пара, произошедших в 2019 г. Было получено наилучшее совпадение для линейной аппроксимации данных наблюдений:

$$1/\Delta\nu^2 = a+b \times (\ln S). \quad (1)$$

Параметры изменения ширины линии от потока схожи в обеих вспышках и идентичны параметрам мощнейшей вспышки на скорости -81 км/сек в этом же источнике.

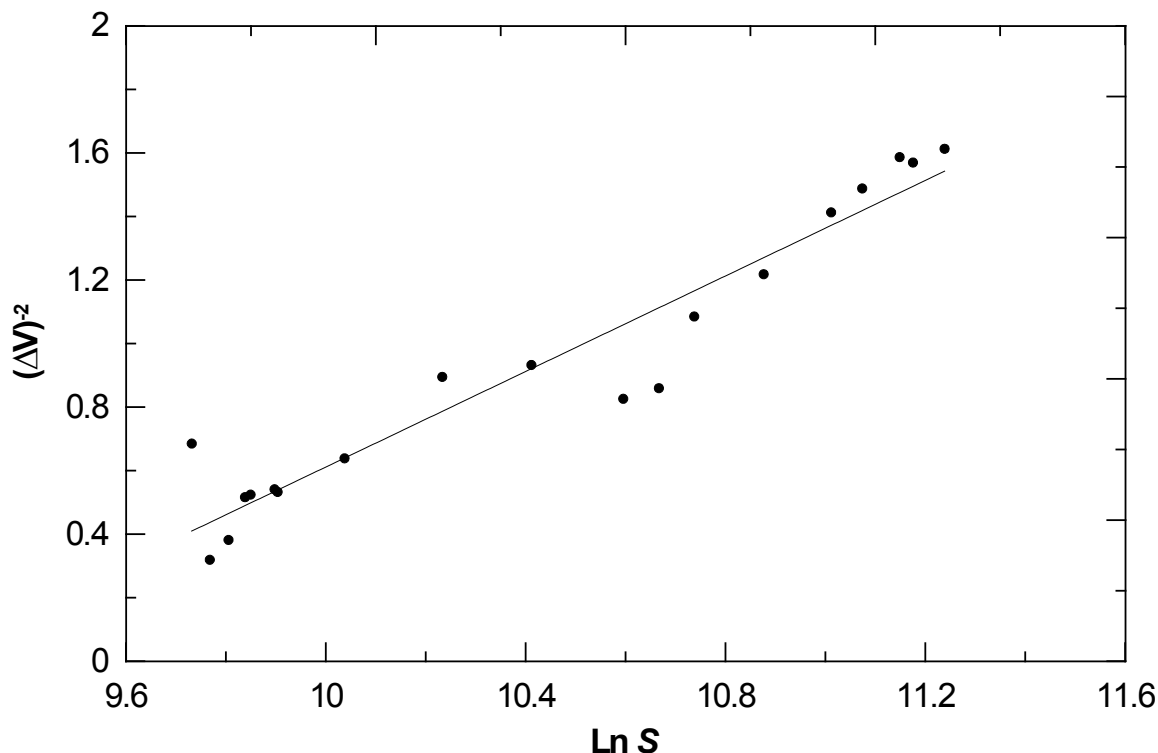


Рис. 3. Зависимость обратного квадрата ширины линии от натурального логарифма потока, полученная для максимальной (2019.1 г.) вспышки азера водяного пара в линии -60 км/сек

3. Заключение

Вращение Земли вокруг своей оси, кроме известных гравитационных взаимодействий, подвергается воздействию ротационных механизмов связанных с другими сдвигами и вращениями веществ, расположенными как внутри Земли, так и за ее пределами. В этом случае трудно установить, какой физический процесс является определяющим в изменении геомагнитных характеристик поля и параметров вращения Земли. Тем не менее, так как текущее состояние системы зависит от того, каким образом система пришла в это состояние, прогноз скачков зависит от изучения взаимосвязи факторов, влияющих на текущее состояние системы.

Улучшение показателей качества широкополосной спутниковой связи путем компенсации частотной дисперсии в радиоканале с учётом стохастической компоненты фазовой функции¹

Иванов Д.В., Иванов В.А., Рябова Н.В., Кислицын А.А.

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

Аннотация: Предложен новый подход к оценке эффективности показателей качества спутниковой связи в условиях расширенной полосы частот в результате компенсации дисперсионных искажений с учетом случайной компоненты фазовой функции. Подход верифицирован в экспериментах по трансionoсферному зондированию канала связи сигналами навигационных спутниковых систем в случае определения полного электронного содержания ионосферы со стохастической погрешностью. Показано, что уменьшение погрешности приводит к увеличению полосы канала и его пропускной способности.

1. Введение

Известно, что системы спутниковой связи (ССС) состоят из трёх основных сегментов: космического, сигнального и наземного. За безошибочную и неискаженную информацию в радиоканале отвечает сигнальный сегмент. В настоящее время основные тенденции его развития направлены на повышение качественных показателей их функционирования и повышения помехоустойчивости, пропускной способности, уменьшения используемой мощности и др. Считается, что прогрессу в решении проблемы будет способствовать существенное расширение полосы спутникового канала. Однако, чтобы существенно расширить полосы канала необходимо решить слабоизученную проблему влияния частотной дисперсии на связные сигналы при их трансionoсферном распространении [1, 2]. Минимизировать искажающие воздействия можно за счёт применения компенсирующего устройства. При этом требуется более тщательно изучить специфику распространения сигнала в диспергирующей ионосфере, когда для оценки показателя преломления, а следовательно, и для набега фазы в среде, необходимо проводить интегральную оценку электронной концентрации вдоль пути от передатчика к приёмнику. С увеличением высоты ионосферы задача сводится к определению полного электронного содержания (ПЭС) ионосферы. Анализ задачи коррекции показывает, что при этом оптимальным является метод обратной фильтрации. Однако изменчивость ионосферы создает дополнительную проблему актуализации ПЭС, что позволит адаптивно настраивать фильтр к текущим значениям дисперсии. ПЭС В работе предлагается задачу определения ПЭС решать на основе данных трансionoсферного зондирования ионосферы сигналами навигационных спутников. Данному методу, однако, свойственны стохастические погрешности, которые в данной задаче приводят к случайной компоненте при экспериментальной оценке фазовой функции, которая не подвергается коррекции. Поэтому в данной научной задаче актуальным является вопрос определения потенциального выигрыша показателей спутниковой связи при компенсации дисперсионных искажений с учётом случайной компоненты в фазовой функции.

2. Теория

Пусть принята гипотеза о том, что для коррекции фазовой дисперсии оптимальным является метод обратной фильтрации частотной характеристики (ЧХ) канала. В рамках данной гипотезы фазо-частотную характеристику (ФЧХ) канала можно представить в виде разложения в степенной ряд [2, 3], выделяя в ней линейную и нелинейную части:

$$\varphi(\bar{\omega}, t) = \varphi_{\text{л}}(\bar{f}, t) + \varphi_{\text{н}}(\bar{f}, t), \quad (1)$$

где $\varphi_{\text{л}}(\bar{f}, t) = \varphi(\bar{f}, t) + 2\pi\tau_g(\bar{f}, t) \cdot F$ – линейная составляющая ФЧХ; $\varphi_{\text{н}}(\bar{f}, t) = \pi s(\bar{f}, t) \cdot F^2$ – нелинейная составляющая ФЧХ; $\tau_g = d\varphi/df$ – дисперсионная характеристика (ДХ) канала, $s = d\tau_g/df$ – наклон ДХ.

Так как линейная часть ФЧХ $\varphi_{\text{л}}(\bar{f}, t)$ не влияет на искажения сигнала, а лишь приводит к смещению его на время задержки, то обратная фильтрация должна осуществляться относительно нелинейной составляющей ФЧХ путём умножения ЧХ на функцию вида:

¹ Работа выполнена при поддержке РНФ, грант № 18-19-00401.

$$G(\bar{f}, t) = \exp j\varphi_n(\bar{f}, t). \quad (2)$$

В работах [3, 4] было показано, что нелинейная составляющая ФЧХ определяется главным образом измерениями ПЭС, оценка которого по данным навигационных спутников производится со стохастической погрешностью. Пусть ошибка измерений составляет ΔN_t , тогда измеренное значение ПЭС можно представить в виде $\tilde{N}_t = N_t \mp \Delta N_t$.

В этом случае фазовую функцию $\tilde{\varphi}_n(\bar{f}, t)$ можно выразить формулой:

$$\tilde{\varphi}_n(\bar{f}, t) = \frac{k\pi}{c} \cdot \frac{\Delta \tilde{N}_t}{\bar{f}^3} \cdot F^2 \quad (3)$$

где $k = 80,5 [m^3/c^2]$; c – скорость света, $\tilde{N}_t = \int_s N_e(z) dz$ – ПЭС.

Формула (3) показывает, что компенсировать полностью дисперсионные искажения ФЧХ не удастся из-за неизвестной величины случайной компоненты ΔN_t . Однако по величине погрешности можно оценить потенциальный выигрыш показателей спутниковой связи в результате коррекции на этот случай.

Рассмотрим эту задачу на основе сравнения полосы канала с его полосой когерентности (ПК). Коррекция дисперсии даже с ошибкой приводит к увеличению ПК канала [4]

$$B_k = \sqrt{4 \cdot c \cdot \bar{f}^3 / \pi \cdot k \cdot N_t} = \mu \cdot N_t^{-1/2} \quad (4)$$

где $\mu = \sqrt{4 \cdot c \cdot \bar{f}^3 / \pi \cdot k}$.

Ошибка определения ПЭС будет сохранять ПК величиной $b_k = \mu \cdot \Delta N_t^{-1/2}$, откуда $\eta_k = b_k / \bar{B}_k = \sqrt{N_t / \Delta N_t} = 1 / \sqrt{\delta N_t}$. где δN_t – относительная погрешность определения ПЭС, η_k – выигрыш по ПК при компенсации дисперсии с ошибкой. Видно, что выигрыш в ПК определяется относительной погрешностью и зависит от нее как $(\delta N)^{-0,5}$. Очевидно, что полоса канала в данном случае может быть увеличена до нового (большого) значения ПК.

Используя известное соотношение на основе формулы Шеннона и оценки нового значения ПК, получим оценки выигрыша в пропускной способности канала из-за коррекции дисперсии методом обратной фильтрации. Нетрудно показать, что при неизменной величине отношения SNR пропускная способность канала будет расти с увеличением его полосы до нового значения ПК. Поскольку до коррекции она равна $C_k = \mu \cdot N_t^{-1/2} (1 + SNR)$, а после нее ($B_{ch} = b_k$) становится равной $c_k = \mu \cdot \Delta N_t^{-1/2} (1 + SNR)$, выигрыш в пропускной способности составит $\eta_c = c_k / C_k = 1 / \sqrt{\delta N_t}$. При полученных ошибках 2...15 % выигрыш составит 2,5...7 раз.

3. Заключение

Предложен подход для оценки эффективности показателей спутниковой связи при компенсации дисперсионных искажений с учётом случайной компоненты в фазовой функции. Показано, что ошибки измерений ПЭС при коррекции дисперсии по данным навигационных спутников приводят к ограничениям в степени расширения полосы частот канала и его пропускной способности. Однако, расширение полосы канала с компенсацией эффекта нелинейной дисперсии позволит повысить пропускную способность каналов ССС в 2,5...7 раз.

Список литературы

1. Armand N.A. Propagation of broadband signals in dispersive media // Journal of Communications Technology and Electronics. 2003. Vol. 48. № 9. P. 1045-1057.
2. Ivanov D., Ivanov V., Ryabova N. et al. Dispersive distortions of system characteristics of broadband transionospheric radio channels // Journal of Applied Engineering Science. 2017. Vol. 15. № 4. P. 550-555.
3. Д.В. Иванов, В.А. Иванов, Н.В. Рябова др. Определение параметров частотной дисперсии трансионосферного радиоканала // Известия высших учебных заведений. Физика. 2016. Т. 59 № 12-2. С. 105-108.
4. Kislitsin, A., Ivanov, D., Ryabova, M., Chernov, A. Adaptive correction for frequency phase dispersion arising with transionospheric propagation of wideband radio signals // 2019 Russian Open Conference on Radio Wave Propagation, RWP 2019 - Proceedings DOI: 10.1109/RWP.2019.8810344.

Выносная аппаратура юстировки и траекторного контроля посадочного радиолокатора

¹ Синицын Е. А., ² Фридман Л. Б.

¹ НТЦ АО «Челябинский радиозавод «Полет»
г. Санкт-Петербург, 194223, ул. Курчатова, д. 9, Российская Федерация
esinit@yandex.ru

² НПК «ТИМ»
г. Санкт-Петербург, 195027, пр. Шаумяна, д.4, корп.1, Лит. А, офис 216, Российская Федерация

Аннотация: В работе рассматриваются особенности построения и использования высокочастотной выносной аппаратуры юстировки пространственной ориентации осей диаграмм направленности антенн курса и глиссады по азимуту и углу места посадочного радиолокатора (ПРЛ), а также текущего траекторного контроля положения и погрешности измерения координат воздушных судов, выполняющих посадку по траектории снижения и предпосадочное маневрирование в зоне действия ПРЛ.

1. Введение

Посадочные радиолокаторы (ПРЛ) являются одним из основных средств управления полетами и посадки воздушных судов (ВС) в ближней аэродромной зоне [1, 2]. Для контроля параметров ПРЛ может использоваться внешняя выносная аппаратура, отражающая сигналы ПРЛ [3].

Предлагаемая высокочастотная выносная аппаратура юстировки и траекторного контроля (ВАЮТК) предназначена для приема и направленного переизлучения в сторону ПРЛ высокочастотных (ВЧ) зондирующих сигналов (ЗС), излучаемых каналами курса и глиссады ПРЛ.

Цель использования ВАЮТК в ПРЛ - юстировка пространственной ориентации осей диаграмм направленности (ДН) антенн курса (АК) и глиссады (АГ) ПРЛ по азимуту и углу места, а также текущий контроль положения и погрешности измерения угловых координат и наклонной дальности ВС, выполняющих посадку по траектории снижения и предпосадочное маневрирование в зоне действия ПРЛ.

ВАЮТК устанавливаются на выносе симметрично относительно ПРЛ вдоль взлетно-посадочной полосы (ВПП) аэродрома на каждом из двух направлений посадки ВС и ориентируются на ПРЛ.

2. Теория

Средства ВАЮТК образуют совместно с приемопередающими трактами ПРЛ радиолокационные каналы связи, в которых активной запрашивающей стороной являются передающие каналы курса и глиссады ПРЛ, пассивным ответчиком – приемопередающий тракт ВАЮТК, а приемной стороной – приемные каналы курса и глиссады ПРЛ.

В состав ВАЮТК входят отражатели доплеровские (ОД), предназначенные для юстировки и траекторного контроля положения ВС в азимутальной плоскости, и выносные контрольные устройства (ВКУ) для юстировки и контроля положения ВС как в азимутальной, так и в угломестной плоскостях.

ОД и ВКУ (азимутальный канал) при совместной работе с ПРЛ обеспечивают:

- юстировку положения оси ДН антенны курса ПРЛ по азимуту в горизонтальной плоскости, выполняемую при развертывании антенной системы ПРЛ на аэродроме и в ходе регламентных проверок курсового канала ПРЛ,

- текущий контроль положения контрольных точек, располагаемых на штатной линии посадки ВС по курсу в ближней зоне, что позволяет выполнять непрерывную проверку величины реальной погрешности измерения азимутальной координаты и дальности канала курса ПРЛ, а также проводить оценку текущего положения ВС, идущих на посадку, на линии посадки по курсу на конечном участке посадки в пределах азимутальных углов 5-10 град. ПРЛ.

Угломестный канал ВКУ обеспечивает:

- юстировку положения оси ДН антенны глиссады ПРЛ по углу места в вертикальной плоскости, выполняемую при развертывании антенной системы ПРЛ на аэродроме и в ходе регламентных проверок глиссадного канала ПРЛ,

- текущий контроль положения контрольной точки, располагаемой на штатной линии посадки по глиссаде, что позволяет выполнять непрерывную проверку величины реальной погрешности измерения углов места и дальности в ПРЛ, а также проводить оценку текущего положения ВС, идущих на посадку, на линии посадки по глиссаде на конечном участке посадки в пределах углов места 0,5-2 град. ПРЛ.

В состав ОД входят тренога (высота ~3 м), приемо-передающая антенна (ППА) сигналов курсового канала (рупорного типа), обеспечивающая прием и переизлучение ВЧ ЗС ПРЛ, электронный

модуль (ЭМ), обеспечивающий изменение начальной фазы переизлучаемых импульсных ВЧ ЗС ПРЛ по курсу, и аккумулятор.

В состав ВКУ входят мачта (высота ~7 м), ППА сигналов курсового и глиссидного канала (рупорного типа), ЭМ, обеспечивающий изменение начальной фазы переизлучаемых импульсных ВЧ ЗС ПРЛ по курсу и глиссаде, а также аккумулятор,

ОД и ВКУ совместно с курсовым и глиssidным приемопередающими трактами антенной системы ПРЛ обеспечивают формирование и текущую работу следующих радиолокационных каналов связи:

- двунаправленный канал связи «Возбудитель ЗС канала курса ПРЛ - штатная ППА ПРЛ курсового канала - ППА ОД – штатная ППА курсового канала ПРЛ – приемный тракт курсового канала ПРЛ», обеспечивающий прием и формирование в приемном канале курса ПРЛ контрольных сигналов курса, переизлученных ОД,

- двунаправленный канал связи «Возбудитель ЗС канала курса ПРЛ - штатная ППА ПРЛ курсового канала - ППА канала курса ВКУ – штатная ППА курсового канала ПРЛ – приемный тракт курсового канала ПРЛ», обеспечивающий прием и формирование в приемном канале курса ПРЛ контрольных сигналов курса, переизлученных ВКУ,

- двунаправленный канал связи «Возбудитель ЗС канала глиссиды ПРЛ - штатная ППА ПРЛ глиссидного канала - ППА канала глиссиды ВКУ – штатная ППА глиссидного канала ПРЛ – приемный тракт глиссидного канала ПРЛ», обеспечивающий прием и формирование в приемном канале глиссиды ПРЛ контрольных сигналов глиссиды, переизлученных ВКУ.

Требуемая номинальная зона действия ОД при работе с ПРЛ: а) по дальности в пределах от 300 до 2000 м; б) по азимуту в пределах от минус 15 до 15 град. относительно нормали к плоскости ППА, ориентированной на ПРЛ; в) по углу места в пределах от 0 до 15 град. относительно местной горизонтальной плоскости.

Требуемая номинальная зона действия ВКУ при работе с ПРЛ: а) по дальности в пределах от 100 до 300 м; б) по азимуту в пределах от минус 15 до 15 град. относительно нормали к плоскости ППА, ориентированной на ПРЛ; в) по углу места в пределах от минус 5 до 15 град. относительно местной горизонтальной плоскости.

Электронные модули ОД и ВКУ, формирующие переотражаемые импульсные ВЧ ЗС ПРЛ, обеспечивают изменение начальной фазы принимаемых импульсных ЗС ПРЛ в каналах курса и глиссиды по закону $0/180 \text{ град.} \pm 10 \text{ град.}$ с целью имитации доплеровского сдвига частоты отраженных импульсных сигналов, а также их переизлучение с поляризацией, подобной поляризации переотражаемых ЗС, или с произвольной линейной поляризацией.

Отмечается, что эффективная площадь рассеяния несущих конструкций ОД (тренога) и ВКУ (мачта) в направлении на ПРЛ должна быть минимальной. При этом мешающие сигналы, отраженные от несущих конструкций ОД (тренога) и ВКУ (мачта), имеющие нулевой сдвиг частоты Доплера и принятые приемными каналами курса и глиссиды ПРЛ, не должны в приемных трактах ПРЛ приводить к ограничению приемных трактов, а также превышать мощность переизлученных полезных сигналов, имеющих фазовый сдвиг $0/180 \text{ град.}$, более чем на 10 дБ.

3. Заключение

Предложена высокочастотная выносная аппаратура в составе отражателя доплеровского (ОД) и выносного контрольного устройства (ВКУ) для юстировки диаграмм направленности антенн курса и глиссиды по азимуту и углу места, а также текущего траекторного контроля положения воздушных судов в посадочном радиолокаторе. Представлены рекомендации по расположению ОД и ВКУ на аэродроме, обеспечивающие текущую оценку погрешности измерения координат воздушных судов, выполняющих посадку по траектории снижения и предпосадочное маневрирование в зоне действия ПРЛ.

Список литературы

1. Лушников А. С. Наземные радиоэлектронные средства обеспечения полётов воздушных судов: Учебное пособие. Ульяновск: УВАУ ГА, 2001. 46 с.
2. Большаков Ю. П., Нечаев Е. Е. Посадочные радиолокаторы гражданской авиации и тенденции развития техники их построения // Научный вестник МГТУ ГА, сер. Радиофизика и радиотехника. 2012. <https://cyberleninka.ru/article/n/posadochnye-radiolokatory-grazhdanskoy-aviatsii-i-tendentsii-razvitiya-tehniki-ih-postroeniya/viewer>
3. Волков С. И., Каргапольцев А. А., Курилов Н. Н. Радиолокационная система посадки РСР-6М2: Учебное пособие. М.: ГОУ ВПО МГИ РЭА (ТУ), 2010. 153 с.

Оценка точности навигационных систем на основе анализа вариаций Алана

¹Афонин И. Л., ¹Поляков А. Л., ²Поляков Д. А.

¹Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, 299053, ул. Университетская, 33, Российская Федерация
igor_afonin@inbox.ru, al_polykov@inbox.ru

²Войсковая часть 17204, пос. Городок, Коломна-1,
Московская обл. 140401, Российская Федерация
dima-polyakov@inbox.ru

Аннотация: Широкое применение глобальных спутниковых радионавигационных систем (ГСРНС) для решения экономических задач и в особенности задач оборонного характера требует постоянного контроля за поддержанием требуемого уровня точности навигационных определений. Существенное влияние на точность ГСРНС оказывают показатели частотно-временной привязки. В работе проведена оценка ГСРНС на основе анализа вариаций Алана.

1. Введение

Эффективность применения ГСРНС с точки зрения потребителя зависит, прежде всего, от точности определения местоположения и скорости движения. С этой целью для поддержания высокой точности осуществляется периодическая сверка и взаимное сведение шкал времени (ШВ) [1].

ГСРНС функционируют в собственном системном времени. Все процессы в их звеньях разветвляются и фиксируются в этой временной шкале. Периодически начала отсчета местных временных шкал принудительно согласовываются с системной шкалой, синхронизируются с ней.

Необходимость синхронизации бортовых шкал сети навигационных искусственных спутников Земли (НИСЗ) с высокой точностью связана с избранным способом навигационных измерений — применением пассивного дальномера с хранением начала отсчета (псевдодальномера).

При измерении псевдодальности погрешность из-за смещения шкал времени НИСЗ непосредственно входит в погрешность измерений. Для того, чтобы эта погрешность не превышала, например, 0,3 м, смещение времени не должно превышать 1 нс.

Для повышения точности реализации системного времени сетью НИСЗ желательно сокращать период между последовательными синхронизациями, а также давать прогноз ухода частоты каждого из генераторов НИСЗ [1—3].

2. Теория

Оценка стабильности бортовых генераторов НИСЗ осуществляется на основе временного распределения при помощи двухвыборочной дисперсии (вариации Алана). Она отображает вариацию двух отсчетов в зависимости от времени, которое разделяет эти два отсчета. Такой подход связан с тем, что положение НИСЗ на орбите постоянно меняется.

Вариация Алана или двухвыборочная дисперсия является мерой стабильности генератора во временной области. Это вариация разности значений двух относительных частот $y(i+1)$ и $y(i)$. Относительная частота $y(i)$ измеряется в моменты времени $t_0 + i\tau$, а относительная частота $y(i+1)$ — в моменты времени $t_0 + (i+1)\tau$.

Вариация Алана $\sigma_y^2(\tau)$ зависит от переменной τ и выражает среднеквадратичное значение всех отсчетов частоты, разделенных временем τ за весь период измерений T , то есть $[t_0, t_0 + T]$.

$$\sigma_y(\tau) = \left[\frac{1}{2M} \sum_{i=0}^{M-1} (y(i+1) - y(i))^2 \right]^{\frac{1}{2}},$$

где

$$M = \left\lfloor \frac{T}{\tau} \right\rfloor - 1,$$

и

$$y(i) = ((v_1 \mathbf{1} (t_1 \mathbf{0} + i \cdot \tau))_i \tau - v_1 \mathbf{0}) / v_1 \mathbf{0} \quad .$$

Относительная частота в моменты времени $(v_1(t_1 \cdot 0 + i \cdot \tau))_i$ обозначает текущую частоту тестируемого генератора, усредненную за время τ , а v_0 — частоту опорного генератора [4].

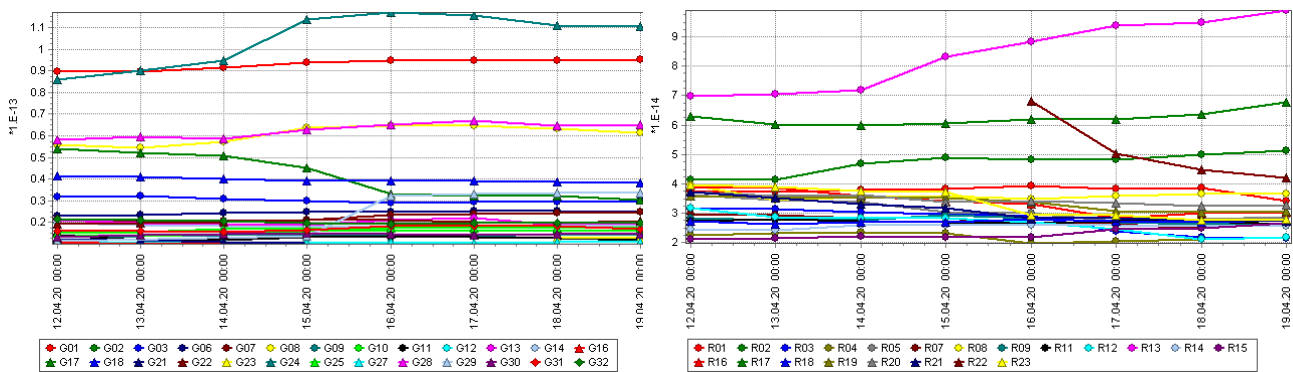


Рис. 1. Оценки вариаций Алана НИСЗ ГСРНС GPS (слева) и ГЛОНАСС (справа)

На рис. 1 представлены вариации Алана для 32-х навигационных спутников *GPS* и 23-х ГЛОНАСС. Оценки получены относительно системной шкалы времени. Каждое значение рассчитано на интервале 20 суток для времени осреднения 10^5 с. Шаг данных 1 сутки, а интервал построения графика — 10 суток. Из графиков видно, что для подавляющего большинства космических аппаратов обеих систем погрешности согласования временных шкал не превышают 4 нс. Вместе с тем, погрешности *G28* — 6 нс, *G01* — 9 нс, *G24* — 11 нс (*GPS*), *R02* — 5 нс, *R17* — 6...7 нс, *R13* — 7...10 нс (*ГЛОНАСС*).

Фактически, обе спутниковые навигационные системы по оценкам вариаций Алана практически не уступают друг другу, и их среднеквадратическая погрешность местоопределения из-за влияния этого показателя лежит в пределах от 1,2 до 3,3 м.

3. Заключение

Для того, чтобы получить полную оценку показателей точности спутниковых радионавигационных систем не достаточно проведения анализа вариаций Алана. По ним можно достаточно оперативно определить те космические аппараты, задающие генераторы которых вносят «основной вклад» в погрешность работы системы и принять возможные технические меры для внесения соответствующих поправок при расчете эфемеридно-временной информации (ЭВИ) для потребителей.

Вместе с тем своевременность, качество и максимально возможная дискретность получения оценок вариаций Алана, позволяет обеспечивать показатели точности спутниковых радионавигационных систем в заданных пределах.

Список литературы

1. Шебшаевич В. С. Сетевые спутниковые радионавигационные системы / В.С. Шебшаевич, П. П. Дмитриев, Н. В. Иванцевич и др.: Под. ред. В. С. Шебшаевича. — 2-е изд., перераб. И доп. — М.: Радио и связь. 1993. 408с.
2. Антонович К. М. использование спутниковых радионавигационных систем в геодезии. В 2 т. Т. 1. — М.: ФГУП «Картгеоцентр», 2005. 334 с.: ил.
3. Соловьев Ю. А. Системы спутниковой навигации. — М.: Эко-Трендз, 2000. 270 с.
4. Чанг П. С., Лин С. И., Пенг Х. М. Вариация Алана, оцененная по измерениям фазового шума. 36 выпуск. Precise Time and Time Interval Meeting, 2004.

Экспериментальные модели многомерного ионосферного радиоканала для задач когнитивного КВ радио¹

Иванов Д.В., Иванов В.А., Рябова Н.В.

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

Аннотация: Для решения задач проектирования когнитивного КВ радио предложена методика классификации экспериментальных моделей радиоканалов для радиолиний протяженностью 2,5-6,0 тыс. км. Предложенная классификация основана на полученной за многие годы базе данных наклонного зондирования ионосферы непрерывными сигналами с ЛЧМ. Значительная изменчивость моделей для трасс большой протяженности требует совершенствования систем радиозондирования на предмет придания им интеллектуальных возможностей и когнитивных функций.

1. Введение

С развитием программного обеспечения, технологии программно-определяемого (SDR) и когнитивного (CR) радио, существенным образом изменились в лучшую сторону возможности КВ связи. В частности, скрытность работы, помехоустойчивость, масса-габаритные характеристики систем. В настоящее время значительное внимание исследователей привлекает проблема расширения полосы частот систем КВ связи, решение которой позволит существенно (на порядок) повысить скорости передачи информации на большие расстояния. Значительные успехи беспроводных систем обмена данными связывают с использованием технологии искусственного интеллекта, позволяющей получать знания о среде, об установившихся правилах и о внутреннем состоянии. Интеллектуализация позволит динамически и автономно системам связи корректировать свои эксплуатационные параметры и протоколы (согласно полученным в результате диагностики знаниям). В этой связи когнитивное зондирование предназначено для организации беспроводных радиосистем большой дальности, обладающих большей, чем существующие эффективностью, благодаря использованию подходов, применяемых в интеллектуальных автоматических системах. Главным резервом тактической и стратегической КВ связи считается повышение эффективности использования парциальных каналов (в пределах до равномерного) путем мониторинга условий распространения сигналов в них и спектрального мониторинга уровня помех в каналах с различной полосой частот для оценки в реальном времени их доступности, как по условиям распространения, так и по уровню помех.

2. Математическая модель широкополосного ионосферного радиоканала

Ионосферный радиоканал характеризуется в частотной области частотной характеристикой, а во временной – импульсной (ИХ). Квадрат модуля ИХ задает профиль задержки мощности (ПЗМ) парциального канала на заданной средней (рабочей) частоте. Упорядоченное по частоте множество ПЗМ представляет собой функцию двух переменных на плоскости независимых переменных $(\bar{\omega}_k, \tau)$, называемую ионограммой, которая является обобщенной характеристикой многомерного канала. Данные характеристики использовались в работе для экспериментального определения ионограмм и интерпретации их в терминах связи. Вид ионограмм зависит от полосы частот парциальных каналов связи, что учитывается при их интерпретации и в моделях. На рисунке представлены ионограммы, полученные нами на трассе о. Кипр – г. Йошкар-Ола при различных полосах парциальных каналов.

В работе широкополосный ионосферный канал со средней частотой $\bar{\omega} = (\bar{\omega}_1 + \bar{\omega}_N)/2$ и полосой частот $\Omega_{ch} \sim 0.1 \cdot \bar{\omega}$ рассматривается состоящим из упорядоченного по частоте множества $N = \Omega_{ch} / \omega_{ch} \gg 1$ узкополосных (с полосой $\omega_{ch} = \omega_k - \omega_{k-1}$ на средних частотах $\bar{\omega}_k = (\omega_k + \omega_{k-1})/2$) примыкающих парциальных каналов. Учитывается, что в полосе узкополосного парциального канала частотной дисперсией можно пренебречь, а для широкополосного канала она имеет принципиальное значение и для ее компенсации при приеме используется метод корректирующей деконволюции [1].

Очевидно, что комплексная импульсная характеристика широкополосного канала будет равна сумме ИХ примыкающих подканалов. ПЗМ зондируемых подканалов на задержках $\tau = \tau_{gk}$ имеет максимумы, соответствующие скачковым модам распространения. Разница в моделях заключается в

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ гранты № 18-07-01376, № 20-07-00268.

том, что для каналов с полосами меньше 6 кГц моды не разрешаются. Важно, что, используя данные о заданном множестве ПЗМ подканалов, можно получить необходимую информацию о выбранном широкополосном канале.

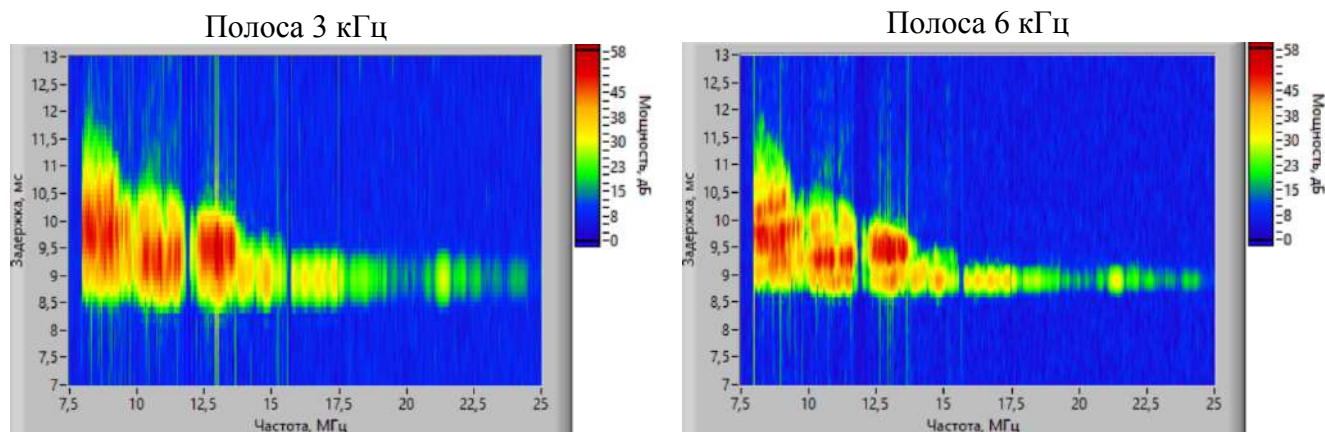


Рис. 1. Ионограммы многомерного канала КВ связи для парциальных каналов с полосами 3 и 6 кГц

2. Экспериментальные модели многомерного ионосферного радиоканала

Эксперименты по наклонному зондированию многомерного ионосферного канала проводились с использованием созданного в Поволжском государственном технологическом университете (ПГТУ - г.Йошкар-Ола) программно-аппаратного комплекса. Приемная аппаратура в разные годы отличалась используемой технологией [2, 3]. С 2008 года используется технология программно-конфигурируемого радио (SDR). Принимались непрерывные ЛЧМ сигналы КВ диапазона передатчиков, расположенных на о. Кипр (длина радиолинии 2.6 тыс.км и контрольная точка зондирования КТЗ 43-47° с.ш., основная мода 1F2), Инсип (Великобритания) (3.2 тыс.км и КТЗ 55-57° с.ш., основная мода 1F2), Иркутск (3,6 тыс.км и КТЗ 57-58° с.ш., основная мода 1F2), Сан-Торказ (Испания) (4,1 тыс.км и КТЗ 44-46° с.ш.; 53-55° с.ш., основная мода 2F2), Хабаровск (5,7 тыс.км и КТЗ 55-56° с.ш.; 58-60° с.ш., основная мода 2F2).

За годы наблюдений был получен обширный банк экспериментальных данных, который использовался для получения представленных в работе результатов исследований. Представлены параметры моделей многомерных ионосферных радиоканалов и проведена их классификация для двух типов радиолиний: протяженностью 2,5-3,5 тыс.км (основной механизм распространения – односкачковый) для радиолиний протяженностью 4,0-6,0 тыс.км (двухскачковые радиолинии).

3. Заключение

Полученные результаты имеют большое значение для разработчиков когнитивных систем КВ радиосвязи, поскольку позволяют использовать их как инструментарий для решения задач имитационного моделирования радиоканалов магистральных линий связи на произвольных рабочих частотах, принадлежащих различным моделям распространения радиоволн на линии связи и разработки алгоритмов адаптации информационно-технических характеристик систем связи к динамике структуры многомерных ионосферных радиоканалов.

Список литературы

1. Ivanov V.A., Ivanov D.V., Ryabova N.V., Chernov A.A., Ryabova M.I., Ovchinnikov V.V. Studying the parameters of frequency dispersion for radio links of different length using software-defined radio based sounding system // Radio Science. 2019. Т. 54. № 1. С. 34-43.
2. Ivanov D.V., Ivanov V.A., Ryabova N.V., Elsukov A.A., Ryabova M.I., Chernov A.A. Software-defined radio technology in the problem concerning with the successive sounding of HF ionospheric communication channels // Journal of Communications Technology and Electronics. 2016. Т. 61. № 7. С. 767-775.
3. Иванов Д.В., Иванов В.А., Рябова Н.В., Бельгибаев Р.Р. Интегрируемый в систему КВ-связи комплекс пассивного зондирования упорядоченного по частоте множества узкополосных каналов. // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2019. № 3 (43). С.71-82.

Особенности временной синхронизации многопозиционных систем наблюдения летательных аппаратов

¹ Синицын Е. А., ² Фридман Л. Б.

¹ НТЦ АО «Челябинский радиозавод «Полет»

г. Санкт-Петербург, 194223, ул. Курчатова, д.9, Российская Федерация

esinit@yandex.ru

² НПК «ТИМ»

г. Санкт-Петербург, 195027, пр. Шаумяна, д.4, корп.1, Лит. А, офис 216, Российская Федерация

Аннотация: В работе приводятся результаты сравнительного анализа особенностей построения и схемотехнической реализации временной синхронизации многопозиционных систем наблюдения (МПСН) летательных аппаратов (ЛА), основанных на использовании синхронизации разнесенных приемных сенсоров и общего сервера для приема, объединения и совместной обработки принятых сенсорами радиосигналов, излучаемых ЛА, с последующей оценкой параметров положения и движения обнаруженных ЛА. Предлагается использование дополнительного канала приема и обработки телевизионных сигналов, излучаемых местными телевизионными центрами, что позволяет улучшить качество синхронизации, повысить надежность работы и точностные характеристики МПСН.

1. Введение

Многопозиционные системы наблюдения (МПСН) летательных аппаратов (ЛА) относятся к радиотехническим средствам обзора воздушного пространства с разнесенными приемными сенсорами и общим сервером для приема, объединения и совместной обработки принятых сенсорами радиосигналов, излучаемых ЛА, с последующей оценкой параметров положения и движения обнаруженных ЛА [1].

Основной особенностью построения и оценки параметров пространственного положения ЛА в МПСН является привязка сигналов, принимаемых приемными сенсорами, к временным отсчетам датчика единого времени, общего для всех сенсоров (временная синхронизация сенсоров), и последующее измерение относительной разности времен прихода сигналов в приемные каналы сенсоров с учетом их известного пространственного положения на земной поверхности.

В известных МПСН используются разнообразные варианты временной синхронизации приемных сенсоров с помощью различных источников единого времени.

В МПСН временная синхронизация приемных сенсоров может выполняться от одного датчика времени (общих часов), формирующего периодические импульсы (метки) времени [2]. В таких МПСН на аналого-цифровые преобразователи всех приемных сенсоров подаются одинаковые метки времени высокостабильного генератора, привязывающие (синхронизирующие) идентичные фрагменты сигналов, принимаемых N приемными сенсорами, к единой временной шкале. Общие часы, вырабатывающие единое текущее время, в зависимости от взаимного пространственного расположения сервера и сенсоров могут располагаться как в составе МПСН на сервере или в одном из приемных сенсоров, так и снаружи МПСН. Синхронизация от общих часов требует передачи сигнала единого времени по аналоговым или цифровым физическим линиям наземной проводной связи или по каналам воздушной радиосвязи (каналам передачи данных), которые должны без искажений, с известными калиброванными временными задержками (в частном случае, одинаковыми) в реальном времени передать разветвленные сигналы единого времени во все приемные сенсоры. Практическая реализация высокостабильных физических линий передачи аналоговых (цифровых) сигналов с одинаковыми или фиксированными калиброванными временными задержками является сложной технической задачей и требует дополнительных материальных и строительных затрат.

2. Теория

Синхронизация приемных сенсоров МПСН может выполняться без использования общих часов и высокостабильных физических линий передачи сигналов с одинаковыми или фиксированными калиброванными временными задержками, а с помощью внешних эталонных сигналов времени, принимаемых в МПСН по радиоканалу от спутников глобальной навигационной спутниковой системы (ГЛОНАСС) или глобальной системы позиционирования (GPS и т.п.) [2, 3]. В таких МПСН для приема спутниковых сигналов устанавливаются дополнительные приемники ГЛОНАСС/GPS с автономными приемными антеннами. Глобальная спутниковая система используется для предоставления общего эталонного сигнала единого времени для каждого из приемных сенсоров. Спутниковые сигналы

отличаются высокой точностью и стабильностью системного времени, что является важным фактором для обеспечения точного измерения параметров положения объектов наблюдения. Это время может быть использовано в качестве общего единого времени для всех сенсоров. Синхронизация МПСН с помощью ГЛОНАСС и GPS проще по сравнению с вариантом использования внешних общих часов, так как не требуется установка дополнительного внешнего оборудования, не нужна прокладка каналов связи и не требуется выполнение условия обеспечения одинаковых или фиксированных калиброванных временных задержек передачи сигналов в сенсорах. Недостатком МПСН, использующих ГЛОНАСС и GPS, является ухудшение и нарушение работоспособности при замираниях спутниковых сигналов, обусловленных изменением параметров ионосферы и магнитного поля земли, а также появлением мешающих сигналов сторонних РЭС. Другой недостаток – необходимость использования в сенсорах дополнительного оборудования в виде приемников ГЛОНАСС/GPS, работающих на несущих частотах передатчиков спутниковых систем ГЛОНАСС и GPS.

С целью устранения указанных недостатков синхронизация приемных сенсоров МПСН может выполняться без использования внешних общих часов с каналами передачи данных и реализовываться по внешнему эталонному сигналу, создаваемому автономным передатчиком эталонного сигнала и направляемому в МПСН по радиоканалу [2, 3]. Передатчик эталонного сигнала, содержащий формирователь эталонного сигнала и передающее устройство с антенной, устанавливается в зоне расположения МПСН в некоторой точке земной поверхности с известными координатами при обязательном условии обеспечения прямой радиовидимости всех приемных сенсоров. В сервере, объединяющем выходные сигналы сенсоров, выполняется оценка временного положения сигналов, принимаемых от объекта наблюдения сенсорами, относительно эталонного сигнала. В МПСН эталонный радиосигнал излучается передатчиком на несущей частоте, совпадающей с несущей частотой радиосигналов, излучаемых обнаруживаемым ЛА, и принимается теми же антеннами приемных сенсоров, на которые поступают радиосигналы от ЛА. Поступление в приемные каналы сенсоров меток времени, маркеров или других идентичных фрагментов эталонного сигнала обеспечивает привязку (синхронизацию) местных часов всех приемных сенсоров к единой временной шкале.

Для повышения показателей надежности и точности временной синхронизации в МПСН предлагается использование дополнительного канала приема и обработки телевизионных сигналов, излучаемых местными телевизионными центрами, что позволяет улучшить показатели относительной временной синхронизации сенсоров, повысить надежность работы и точностные характеристики МПСН.

3. Заключение

Сравнительный анализ особенностей построения и синхронизации МПСН ЛА показывает на возможность временной синхронизации разнесенных приемных сенсоров и общего сервера для приема, объединения и совместной обработки принятых сенсорами радиосигналов, излучаемых ЛА, при помощи внешнего источника единого времени, расположенного в районе установки средств МПСН, внешних эталонных сигналов времени, принимаемых в МПСН по радиоканалу от спутников глобальной навигационной спутниковой системы, а также внешних общих часов по внешнему эталонному сигналу, создаваемому автономным передатчиком эталонного сигнала и направляемому в МПСН по радиоканалу. Предлагаемое использование дополнительного канала приема и обработки телевизионных сигналов, излучаемых местными телевизионными центрами, позволяет улучшить качество синхронизации, повысить надежность работы и точностные характеристики МПСН.

Список литературы

1. Wide area multilateration. https://ext.eurocontrol.int/lexicon/index.php/Wide_area_multilateration#Definition_Source/
2. National Aerospace Laboratory NLR (2005), NLR-CR-2004-472, Wide Area Multilateration, Report on EATMP TRS 131/04, Version 1.1. <https://docplayer.net/50791604-Wide-area-multilateration-report-on-eatmp-trs-131-04-version-1-1.html>
3. Интегрированная многопозиционная система «Альманах». <http://www.npp-crts.ru/production/multilateratsiya/almanakh/>

О проблеме экологической безопасности Крыма

¹ Вольвач А.Е., ¹ Курбасова Г.С., ² Канониди К. Х., ³ Боборыкина О. В.

¹ Отдел радиоастрономии и геодинамики, ФГБУН «КРАО РАН», п. Кацивели

² Институт Земного магнетизма, ионосферы и распространения радиоволн им. Н.В. Пушкова, г. Москва

³ ФГБУН «Институт физики Земли им. О.Ю. Шмидта РАН», г. Москва

Аннотация: Решение проблемы прогноза катастрофических природных и техногенных явлений в Крыму связано с организацией комплексных наблюдений в сети локальных геодинимических полигонов. В настоящее время проводимые на этом полигоне наблюдения участвуют в решении задач геодинимического и экологического мониторинга при международном взаимодействии. С целью исследования литосферных деформаций, причин их вызывающих, поиск прогностических признаков, готовящихся региональных сейсмических событий природного и техногенного происхождения в Крымском регионе, в 2018 году геодинимический полигон «Симеиз-Кацивели» был расширен наклономерной и магнитовариационной станциями, входящими во всероссийскую сеть наблюдений.

1. Введение

Для изучения возникающих и развивающихся деформационных процессов, движений литосферных плит создаются геодинимические полигоны, экспериментальное оборудование которых реализует проведение комплексных наблюдений методами радио интерферометрии со сверхдлинной базой (РСДБ), лазерной локации искусственных спутников (ЛЛС) спутниковых систем GPS и ГЛОНАСС.

В Крыму создан и частично оснащён необходимой аппаратурой для комплексных наблюдений геодинимический полигон «Симеиз - Кацивели». В настоящее время проводимые на этом полигоне наблюдения участвуют в решении задач геодинимического и экологического мониторинга при международном взаимодействии. С целью исследования литосферных деформаций, причин их вызывающих, поиск прогностических признаков, готовящихся региональных сейсмических событий природного и техногенного происхождения в Крымском регионе, в 2018 году геодинимический полигон «Симеиз-Кацивели» был расширен наклономерной и магнитовариационной станциями, входящими во всероссийскую сеть наблюдений.

2. Экспериментальная база наблюдений

Созданный в Крыму геодинимический полигон «Симеиз-Кацивели» составил основу наземных и космических временных рядов наблюдений климатических и геофизических характеристик Крыма, особенно его Горной части. Применен принципиально новый подход - геодинимический полигон «Симеиз-Кацивели» включает три взаимодополняющих друг-друга технологии наблюдений: РСДБ, лазерную локацию ИСЗ и глобальную навигационную спутниковую систему. По данным геодинимических наблюдений станциями полигона определено с точностью в несколько миллиметров горизонтальную и вертикальную составляющую скорости движения Крымского полуострова и Евразийской тектонической плиты. Для обеспечения мониторинга масштабных тектонических процессов и контроля «быстрых» деформаций в локальных сейсмо- и оползнеопасных зонах Крымского полуострова, по результатам геодинимических измерений определена локальная скорость и направление движения побережья Южного берега Крыма в районе населенных пунктов Симеиз - Кацивели. Анализ климатических характеристик полуострова Крым, проведенный по среднесуточным и среднегодовым спутниковым измерениям климатических параметров дал возможность получить информацию об инсоляции и прогреве поверхности земли в Крым, температуре поверхности земли на полуострове в целом, а также аномальное понижение температуры поверхности земли в крайнем восточном пункте полуострова.

Наклономерная станция, установленная в Кацивели на территории КРАО, разработана и изготовлена Д.Г. Гридневым в соавторстве с сотрудниками ИЗМИРАН. В её состав входят два идентичных кварцевых накломера, которые располагаются на плоскости с взаимно перпендикулярным расположением осей вращения маятников. Конструкция такого накломера приведена на рис. 1.

В монтажной рамке 1 на упругих нитях 2, 3 подвешен горизонтальный маятник 4 с зеркалом 5 и двумя идентичными стержневыми, антипараллельными постоянными магнитами 6, 7, жестко закрепленными горизонтально на конце маятника 4 перпендикулярно его оси в одной вертикальной плоскости на расстоянии не более 10 мм друг от друга. Концы магнита 6 размещены в соленоидах 8, 9, жестко скрепленных с монтажной рамкой 1 таким образом, что при разомкнутой цепи они совпадают

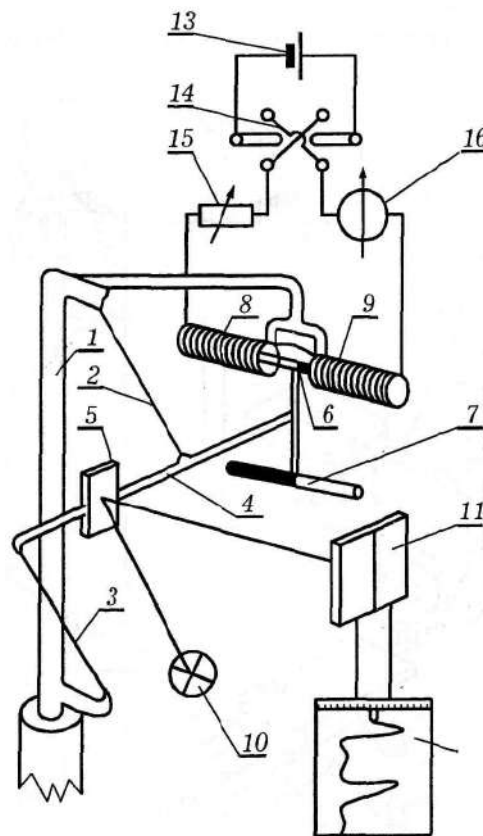


Рис. 1. Наклономер с устройством управления и эталонирования при помощи электромагнитной силы

с центрами соленоидов, а ось магнита совпадает с осью соленоидов. Наклономер содержит фотоэлектрический преобразователь, состоящий из осветителя 10, зеркала 5 и дифференциального фотоэлемента 11, подключенного к регистратору 12. Соленоиды 8, 9 подключены к блоку управления, состоящему из источника питания 13, переключателя полярности 14, магазина сопротивлений 15 и зеркального микроамперметра 16. Наклономер не содержит токоподводов к чувствительной системе, поэтому исключается возможность дрейфа нуля и обеспечивается линейность показаний прибора. Расстояние между магнитами не превосходит 10 мм, что позволяет исключать не только влияние изменений внешнего магнитного поля, но и изменений градиентов внешнего магнитного поля. Размещение концов магнита в средней части соленоидов обеспечивает линейную связь между величиной отклонения маятника и величиной тока в цепи соленоидов. Эти наклономеры нашли широкое применение в нашей стране, а также эксплуатируются в Бельгии и Люксембурге.

3. Заключение

С целью исследования литосферных деформаций, причин их вызывающих, поиск прогностических признаков, готовящихся региональных сейсмических событий природного и техногенного происхождения в Крымском регионе, в 2018 году геодинамический полигон «Симеиз-Кацивели» был расширен наклономерной и магнитовариационной станциями, входящими во всероссийскую сеть наблюдений.

Наблюдения активности Солнца с помощью радиоастрономического комплекса KРИМ

¹ Вольвач А.Е., ¹ Якубовская И.В.

¹ Отдел радиоастрономии и геодинамики, ФГБУН «КРАО РАН», п. Кацивели

Аннотация: Радиоастрономический диагностический комплекс солнечной активности, созданный на базе радиотелескопа РТ-22 и трех малых радиотелескопов РТ-3, РТ-2 и РТ-М, объединенных в Службу Солнца КРИМ, расположенную в координатах 33° 59' 30" Е долготы и 44° 23' 52" N широты, проводит одновременные наблюдения в диапазоне длин волн от 8 мм до 1,2 м в режиме мониторинга и алертов и интегрирован во Всемирную Службу солнечной активности. Служба КРИМ зарегистрировала серию сильных вспышек на Солнце в сентябре 2017 года. Информация, полученная малыми радиотелескопами, хорошо коррелирует с данными других наземных и спутниковых обсерваторий. Вычислены коэффициенты корреляции и определены задержки между частотами см и м диапазонов длин волн. Динамические спектры всплеска X9.3 позволяют более подробно рассмотреть тонкую структуру всплеска.

1. Введение

Солнце очень динамично и играет ключевую роль во всей солнечной системе. На поверхности Солнца постоянно существуют физические процессы, связанные с высвобождением энергии. Особенно много энергии выделяется во время солнечных вспышек, происходящих в области солнечных пятен. Возмущение, вызванное солнечной вспышкой, сопровождается радиоизлучением. Солнечное радиоизлучение исследуется в широком диапазоне, начиная с миллиметровых волн и заканчивая волнами длины - 15-20 м. Радиоизлучение на разных длинах волн является показателем физических условий на разных высотах в солнечной короне. Поток радиоизлучения Солнца с изменениями активности изменяется в десятки и тысячи раз, поэтому его свойства являются очень чувствительным индикатором солнечных событий. Наблюдения за потоком радиоволн на нескольких длинах волн являются основой для диагностики вспышек. Используя эти данные можно сформировать модель всплеска, определить момент прихода корпускулярного потока на Землю и оценить ожидаемый масштаб геофизических возмущений.

2. Экспериментальная база наблюдений Солнца

Радиоастрономический диагностический комплекс солнечной активности, созданный на базе радиотелескопа РТ-22 и трех малых радиотелескопов РТ-3, РТ-2 и РТ-М, объединенных в Службу Солнца КРИМ, расположенную в координатах 33° 59' 30" Е долготы и 44° 23' 52" N широты, проводит одновременные наблюдения в диапазоне длин волн от 8 мм до 1,2 м в режиме мониторинга и алертов (рис. 1). Он интегрирован во Всемирную Службу исследования солнечной активности, а ежедневно получаемые данные сохраняются в реальном времени в цифровом виде и выставляются на сайты мировой службы Солнца, которая включает 14 наземных станций в кооперации с орбитальными обсерваториями [Юровский 2013; Вольвач 2016].

Радиотелескопы РТ-2 и РТ-3 представляют собой параллактические поворотные устройства с электрическим приводом по часовому углу, на котором установлены параболические зеркала диаметром 2,5 м и 3 м с совмещенными облучателями на длинах волн 3 и 5 см (частоты 10 и 6 ГГц) и 10 см и 12 см (частоты 2,85 и 2,5 ГГц). Они помещены в радиопрозрачные купола диаметром 6 м для защиты от метеовоздействий, что значительно улучшает качество и стабильность данных. Радиотелескоп РТ-М оснащен антенной 4x4 м, установленной на параллактической установке с электроприводом по часовому углу. Для регистрации коронального излучения установлен радиоспектрограф e-Callisto, рабочее частоты которого варьируются от 275 до 327 МГц (длины волн от 0,9 до 1,09 м). Динамический спектрограф позволяет регистрировать зависимость интенсивности излучения от частоты и времени.

Радиотелескопы РТ-2 и РТ-3 представляют собой параллактические поворотные устройства с электрическим приводом по часовому углу, на котором установлены параболические зеркала диаметром 2,5 м и 3 м с совмещенными облучателями на длинах волн 3 и 5 см (частоты 10 и 6 ГГц) и 10 см и 12 см (частоты 2,85 и 2,5 ГГц). Они помещены в радиопрозрачные купола диаметром 6 м для защиты от метеовоздействий, что значительно улучшает качество и стабильность данных. Радиотелескоп РТ-М оснащен антенной 4x4 м, установленной на параллактической установке с электроприводом по часовому углу. Для регистрации коронального излучения установлен радиоспектрограф e-Callisto, рабочее частоты которого варьируются от 275 до 327 МГц (длины волн от 0,9 до 1,09 м). Динамический спектрограф позволяет регистрировать зависимость интенсивности излучения от частоты и времени.



Рис. 1. Радиотелескопы Службы Солнца KRIM

По запаздыванию метрового излучения относительно сантиметрового определяется момент прихода корпускулярного потока на Землю (рис. 2). Интенсивность всплесков позволяет оценить ожидаемый масштаб геофизических возмущений.

6 сентября 2017 года, с 11:53 до 13:00 UT, радиотелескоп RT-M службы Солнца KRIM зафиксировал два мощных радиовсплеска. По данным Центра прогнозирования космической погоды (SWPC) радиотелескопами обсерваторий Learmonth (Западная Австралия) и San-Vito (Италия), принадлежащих метеорологической службе BBC США, 6 сентября 2017 года зарегистрированы радиовсплески на частотах 245 МГц, 410 МГц, 2695 МГц, 4995 МГц, 8800 МГц и 15400 МГц. Радиовсплески, полученные радиотелескопами службы Солнца KRIM, хорошо коррелируют с ними. Значение коэффициента корреляции Пирсона $R = 0,912581520917723$ показывает сильную положительную взаимосвязь между значениями плотности спектрального потока в SFU, измеренной на частоте 245 МГц в радиообсерватории San-Vito, и значениями плотности спектрального потока в SFU, измеренной на частоте 275 МГц Службы Солнца KRIM во время вспышки X-Ray класса X9.3 6 сентября 2017 года. Первый всплеск имел временную задержку от более высоких до более низких частот сантиметрового диапазона длин волн около 10 секунд, и между сантиметровым и метровым диапазонами длин волн - 23 сек. Второй всплеск имел временную задержку – 26 секунд и 5.5 минут соответственно, и вызвал продолжительную получасовую шумовую бурю в метровом диапазоне.

3. Заключение

Радиоастрономический диагностический комплекс солнечной активности, созданный на базе радиотелескопа РТ-22 и трех малых радиотелескопов РТ-3, РТ-2 и РТ-М, объединенных в службу Солнца KRIM, расположенную в координатах 33° 59' 30" Е долготы и 44° 23' 52" N широты, проводит одновременные наблюдения в диапазоне длин волн от 8 мм до 1,2 м в режиме мониторинга и алертов. Он интегрирован во Всемирную Службу исследования солнечной активности, а ежедневно получаемые данные сохраняются в реальном времени в цифровом виде и выставляются на сайты мировой службы Солнца, которая включает 14 наземных станций в кооперации с орбитальными обсерваториями. Информация, полученная малыми радиотелескопами, хорошо коррелирует с данными других наземных и спутниковых обсерваторий. Вычислены коэффициенты корреляции и определены задержки между частотами см и м диапазонов длин волн. Динамические спектры всплеска X9.3 позволяют более подробно рассмотреть тонкую структуру всплеска.

Исследование статистических связей между изменением ориентации географического среднего Северного и Северного геомагнитного полюсов Земли

¹ Вольвач А.Е., ¹ Курбасова Г.С.

¹ Отдел радиоастрономии и геодинамики, ФГБУН «КраО РАН», п. Кацивели

Аннотация: Проведены исследования статистических связей между изменением ориентации географического среднего Северного и Северного геомагнитного полюсов Земли. С помощью двухканального авторегрессионного анализа установлено наличие корреляции между ежегодными изменениями вектора среднего полюса Земли и ежегодными изменениями вектора общей интенсивности в пункте с геодезическими координатами 90° северной широты, 0° западной долготы. На основе эмпирических данных установлены когерентные связи и проведено сопоставление эпох появления экстремальных событий (скачков и точек поворота) в параметрах геомагнитного поля и среднего полюса Земли. Полученные результаты допускают возможность согласованного движения двух полюсов (северных среднего полюса Земли и геомагнитного), что возможно в случае существования реальной связи между вращением Земли и изменениями геомагнитного поля.

1. Введение

Точки пересечения воображаемой оси вращения Земли с земной поверхностью называются географическими полюсами. Мгновенная ось вращения Земли не хранит в теле Земли неизменного направления, в результате чего происходит перемещение по земной поверхности; это явление называется движением полюсов Земли. Сведения о дрейфе географических полюсов имеют важное значение в астрономии, геодезии, так как он вызывает непрерывные изменения координат точек поверхности Земли и азимутов земных предметов, что сказывается на результатах астрономических и геодезических измерений. Для получения этих сведений в 1899 была создана Международная служба широты, переименованная в 1961 году в Международную службу движения полюсов Земли. Международная служба движения полюсов Земли (International Polar Motion Service, IPMS) образована в 1961 по постановлению 11 - ой Генеральной ассамблеи Международного астрономического союза путем реорганизации Международной службы широты (International Latitude Service, ILS), существовавшей с 1898.

2. Экспериментальная база геодинамических наблюдений

Международная ассоциация по геомагнетизму и аэрономии (The International Association of Geomagnetism and Aeronomy, IAGA) выпустила Международное геомагнитное стандартное поле 12-го поколения – новую версию стандартного математического описания основного магнитного поля Земли, широко используемого при изучении глубинных процессов Земли, ее коры, ионосферы и магнитосферы. Коэффициенты для этой основной модели поля до 13 степени были завершены рабочей группой IAGA в декабре 2014 года.

Вековые вариации геомагнитного поля не только медленно меняются, но и склонны к кратковременным скачкам. Геомагнитный скачок – сравнительно резкое изменение скорости вековых вариаций одного или нескольких параметров геомагнитного поля Земли. Это явление впервые открыли французские исследователи. Они заметили, что на многих магнитных обсерваториях тенденция в вековых вариациях до 1969 года заметно отличается от тенденции после 1969 года. Эта тенденция, наиболее заметная в восточной составляющей магнитного поля на европейских обсерваториях, наблюдалась на многих обсерваториях мира. Примерно до 1971 года северный геомагнитный полюс смещался равномерно со скоростью около 9 км / год, потом неожиданно стал ускоряться. Это ускорение геофизики связывают с так называемым геомагнитным скачком, который произошел в 1969- 1970 годах. С момента открытия скачка в 1969, ученые нашли пять дополнительных скачков в XX веке: в 1901, 1913, 1925, 1978 и 1992 годах. Обращает на себя внимание близкая локализация во времени особых точек среднего полюса и найденных учеными проявлений скачков геомагнитного поля.

Используя последнюю модель поля IGRF-12, вычислим вековые вариации геомагнитного склонения dD в пункте с геодезическими геомагнитными координатами 90° северной широты, 0° западной долготы за период 1900 - 2020 годы с помощью калькулятора склонений. По результатам этих вычислений построим график и гладкую модель вековых изменений геомагнитного склонения в пункте с геодезическими координатами 90° северной широты, 0° западной долготы за период 1900 - 2020 годы.

Графики на рисунке 1 демонстрируют: глобальная тенденция изменений вековых вариаций склонения геомагнитного поля возрастает после 1970 года и имеет нелинейный тренд; скачки наблюдаются в 1950, 1955, 1965, 1975.

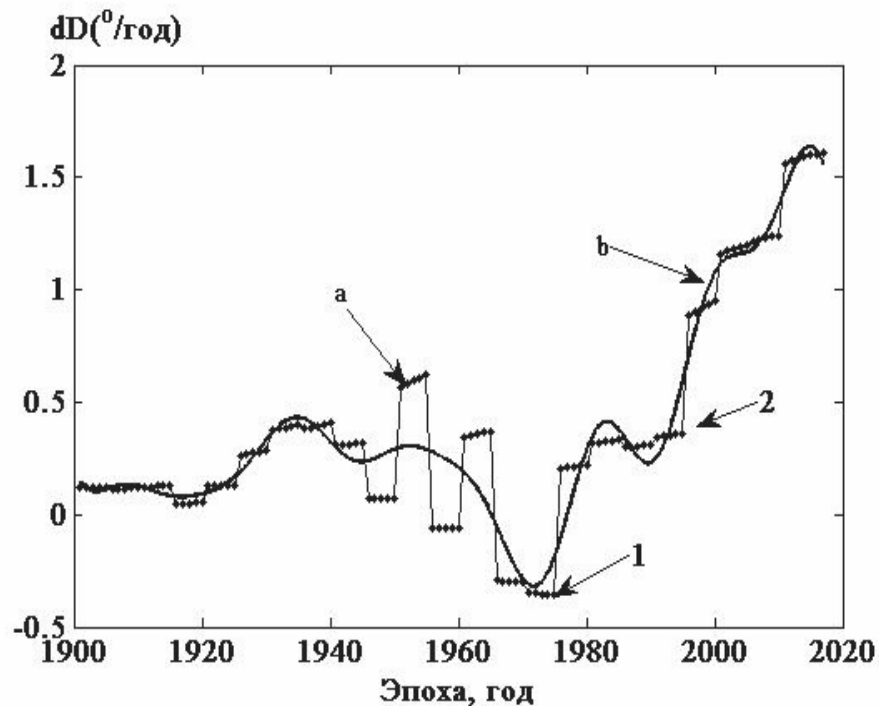


Рис. 1. Графики: а - изменения из года в год геомагнитного склонения dD в пункте с геодезическими координатами 90° северной широты, 0° западной долготы за период 1900-2020 годы; б – приближение тенденции изменений dD с помощью глобальной модели

3. Заключение

Вращение Земли вокруг своей оси, кроме известных гравитационных взаимодействий, подвергается воздействию ротационных механизмов связанных с другими сдвигами и вращениями веществ, расположенными как внутри Земли, так и за ее пределами. В этом случае трудно установить, какой физический процесс является определяющим в изменении геомагнитных характеристик поля и параметров вращения Земли. Тем не менее, так как текущее состояние системы зависит от того, каким образом система пришла в это состояние, прогноз скачков зависит от изучения взаимосвязи факторов, влияющих на текущее состояние системы.

Гравитационное излучение во время необыкновенной вспышки в источнике 3C454.3

¹ Вольвач А.Е., ¹ Вольвач Л.Н., ² Ларионов М.Г.

¹ Отдел радиоастрономии и геодинамики, ФГБУН «КраО РАН», п. Кацивели

² Астрокосмический центр Физического института им. П.Н. Лебедева РАН, Москва

Аннотация: Представлены данные анализа длительного многочастотного мониторинга активного ядра галактики (АЯГ) 3C 454.3 во время необычной и продолжительной вспышки в объекте, продолжающейся с начала 2014 по 2020 гг. Уникальное явление может быть связано с совпадением плоскостей аккреционного диска (АД) центральной сверхмассивной черной дыры (СЧД) и орбиты компаньона во время прецессии центрального тела. Значительные по амплитуде мелкомасштабные флуктуации плотности потока излучения во всем диапазоне электромагнитного спектра во время продолжительной вспышки могут быть следствием различных неоднородностей материи в АД, что может быть использовано для изучения распределения вещества в АД. Рассмотрены варианты излучения электромагнитных и гравитационных волн (ГВ), идущих от 3C 454.3 в различных состояниях активности объекта.

1. Введение

Активное ядро галактики (АЯГ) 3C 454.3 был открыт в начале 60-х годов прошлого столетия, но активно как АЯГ начал исследоваться на сантиметровых волнах в Мичиганской радиоастрономической обсерватории в 1966 г. на частоте 8 ГГц (рис. 1). На миллиметровых длинах волн его регулярный мониторинг проводился с 1980 г. сразу в двух обсерваториях - радиоастрономической обсерватории Метсахови (Аалто университет, Финляндия) и РТ-22 КраО в Симеизе (Крым).

Единственной двойной системой из СЧД, для которой получены параметры орбиты и массы компаньонов, считалась система ОJ 287. Для нее имеются данные оптического диапазона на протяжении более ста лет.

В случае с источником ОJ 287 масса центрального тела была определена косвенным способом по необходимой величине потерь за счет гравитационного излучения этой двойной системы. Постулировалось, что потери орбитального момента системы связаны исключительно с излучением гравитационных волн (ГВ), что не совсем правильно, так как компаньон перемещается по орбите в достаточно плотной аккрецирующей среде и часть потерь орбитального момента компаньона, связанных с динамическим трением о среду, необходимо учитывать.

2. Экспериментальная база наблюдений

В Крымской астрофизической обсерватории радионаблюдения на 22.2 и 36.8 ГГц производились с помощью 22-метрового радиотелескопа РТ-22 и использованием радиометрических систем с диаграммной модуляцией. Такой метод приема сигнала позволял избежать присутствия в данных спектра флуктуаций коэффициентов усиления усилителей, ощутимо искажающего результаты. Кроме того, этот метод приема давал снизить уровень флуктуаций неоднородностей атмосферы, которые значительны на сантиметровых и, особенно, на миллиметровых длинах волн.

Разностный сигнал с выхода каждого радиометра при двух положениях антенны (одним и другим приемными рупорами) передавался по линии связи в лабораторный корпус. Наблюдения каждого источника состояли из 5-20 измерений, затем рассчитывалось среднее значение и вычислялась среднеквадратичная ошибка среднего. Вместе с наблюдениями исследуемых объектов проводились наблюдения калибровочных источников, параметры которых указаны в табл. 1.

Таблица 1. Параметры калибровочных источников

Источник	Радиус орбиты компаньона	Масса компаньона	Масса центральной СМЧД
3C 454.3	$1.4 \cdot 10^{17}$ см	$3.2 \cdot 10^8 M_{\odot}$	$1.8 \cdot 10^9 M_{\odot}$
OJ 287	$1.4 \cdot 10^{17}$ см	$1.4 \cdot 10^8 M_{\odot}$	$1.8 \cdot 10^{10} M_{\odot}$

Примечание: В первой колонке таблицы указана частота, во (второй-пятой) – принятые значения спектральной плотности потоков.

Антенные температуры от источников пересчитывались в плотности потоков по формуле:

$$P = 2kT_a/S_{\text{эфф}}, \quad (1)$$

где P – поток радиоисточника, k – постоянная Больцмана, T_a – антенная температура от источника, $S_{\text{эфф}}$ – эффективная площадь радиотелескопа.

На основе мониторинговых данных в радиодиапазоне проведен гармонический анализ вариаций плотности потока излучения методом Шустера. В табл. 2 приведены данные гармонических составляющих в системах отсчета наблюдателя (первая строка таблицы) и источника (вторая строка). Данные усреднены по всем частотам радиодиапазона от 8 до 37 ГГц.

Таблица 2. Периоды в системе координат, связанной источником

$T_{\text{набл}}$ (средний, годы)	13.5 ± 1.0	6.5 ± 0.15	4.33 ± 0.11	3.6 ± 0.14	1.55 ± 0.05
Среднее значение периода T , годы	182.3 ± 13.5	87.4 ± 2.02	58.2 ± 1.48	48.4 ± 1	20.9 ± 0.67

На основе данных анализа многочастотного мониторинга, предполагая квази-кеплеровские законы движения ДСЧД, можно получить соотношение между размерами орбиты, периодом обращения и суммой масс компаньона и центральной СЧД:

$$m + M = 4\pi^2 r^3 / GT_{\text{орб}}^2, \quad (2)$$

где m – масса компаньона, M – масса центральной черной дыры, r – радиус орбиты компаньона, G – гравитационная постоянная.

С другой стороны, угловая скорость прецессии центрального тела $\Omega_{\text{пр}}$ связана с массой компаньона и определяется из соотношения

$$\Omega_{\text{пр}} = 3G \cdot m \cdot \cos\theta / 4r^3 \cdot \omega, \quad (3)$$

где θ – половинный угол конуса прецессии, ω – угловая скорость вращения центрального тела.

Учитывая, что $\Omega_{\text{пр}} = 2\pi/T_{\text{пр}}$ и $\omega = 2\pi/T_{\text{вр}}$, соотношение (4) можно преобразовать к виду

$$T_{\text{орб}} \cdot T_{\text{пр}} = 16\pi^2 \cdot r^3 / 3G \cdot m \cdot \cos\theta. \quad (4)$$

3. Заключение

1. Наличие предполагаемого орбитального периода в 1.55 года в вариациях излучения ЗС 454.3 в течение длительной вспышки свидетельствуют также в пользу высказанной гипотезы, но не в пользу резкого изменения γ - и Доплер-факторов, которые могли бы привести к наблюдаемому эффекту удлинения орбитального периода.
2. По нашим прогнозам из-за прецессии центрального тела компаньон центрально СМЧД через несколько лет все таки выйдет из АД, если последний сохранит свою устойчивость и не разрушится.
3. По данным мониторинга наблюдаются значительные по амплитуде флуктуации плотности потока излучения во время продолжительной вспышки, которые могут быть следствием неоднородностей материи в АД размерами порядка 10^{14} - 10^{15} см. Поэтому, подробный длительный мониторинг ярких двойных СМЧД может быть использован для изучения распределения вещества в АД.
4. Выполнены оценки уровня возможных гравитационных волн, идущих от ЗС 454.3. Показано, что данная система может является в настоящее время самым мощным излучателем ГВ и амплитудой ГВ на Земле, превосходящей аналогичную от ОJ 287.

Возможность детектирования гравитационных волн от тесных двойных массивных звездных систем¹

¹ Вольвач А.Е., ¹ Вольвач Л.Н., ² Ларионов М.Г.

¹ Отдел радиоастрономии и геодинамики, ФГБУН «КраО РАН», п. Кацивели

² Астрокосмический центр Физического института им. П.Н. Лебедева РАН, Москва

Аннотация: Длительный детальный мониторинг областей активного звездообразования G25.65+1.05, W49N позволил обнаружить продолжительные вспыхивающие явления. Удалось зарегистрировать вспышки мазера воды, среди которых самая мощная достигла амплитуды 130 кЯн. Возможно, что самая мощная и короткая вспышка возникла под действием мазерного излучения близко расположенного образования. Для тесных двойных массивных звездных систем (ТДС) рассмотрена возможность детектирования от них гравитационных волн (ГВ).

1. Введение

Во время вспышек мазера воды суточная переменность потока может составлять десятки процентов, поэтому необходим практически ежедневный мониторинг таких явлений. Это требует больших временных затрат при проведении наблюдательных программ. Но именно таким образом можно реализовать преимущества мониторинга на одиночных антеннах и наблюдать детали процессов, происходящих в очень компактных образованиях размерами менее 10^{13} - 10^{14} см. Даже глобальные интерферометры могут разрешать детали в W49N размерами более $3 \cdot 10^{14}$ см (20 а.е.).

В 2019 г. в W49N нами была обнаружена короткая вспышка мазера воды длительностью менее месяца на более высокоскоростной линии (-81 км/сек). Амплитуда вспышки была около 50 кЯн. Мы показали, что мазер находился во время вспышки в ненасыщенном состоянии.

Тем не менее, данных было недостаточно, чтобы ответить на вопрос, типичны ли короткие вспышки в мазерных источниках и отражают ли они размеры мазерных образований? Любая новая информация о гигантских вспышках является важной для решения этого вопроса.

2. Экспериментальная база наблюдений

Наблюдательная программа проводилась на радиотелескопе РТ-22 КраО. Использовался не охлаждаемый приемник с температурой шумов $T_{\text{ш}} = 60\text{К}$. В зависимости от погодных условий температура приемной системы с учетом шумов антенны и атмосферы находилась в пределах (150-200) К. Калибровка по потоку осуществлялась по источникам DR 21, Vir A и Cyg A. Температура калибровочной ступеньки ГШ устанавливалось по фиксированному температурному перепаду на апертуре радиотелескопа, обеспечиваемого согласованной нагрузкой, находящейся при температурах жидкого азота и комнатной температуре. Ширина диаграммы направленности радиотелескопа по половинной мощности составляла 150 угл. сек. Радиотелескоп имел чувствительность 13 Ян/К.

Во вторичном фокусе радиотелескопа была установлена приемная система и данные наблюдений по промежуточной частоте 160 ± 16 МГц передавались с радиотелескопа на спектрометр и аппаратуру регистрации. Полоса приема данных составляла 4 МГц при работе с системой регистрации Марк-5В+ и 32 МГц при регистрации на РДР-1. Гетеродин стабилизировался от Н-мазера частотой 5 МГц.

Известно, что вокруг молодых массивных звезд в областях активного звездообразования расположены газово-пылевые молекулярные диски, в которых находятся мазерные глобулы. Комплекс W49N не составляет исключение. По интерферометрическим наблюдениям в нем расположены 10 кластеров активности, каждый из которых активности, имеет характерные размеры около 10^{16} см. Эти кластеры расположены в области размером $\sim 2\text{-}3 \cdot 10^{17}$ см [1]. Внутри кластеров находятся мазерные пятна $\sim (1\text{-}3)10^{14}$ см (10-20 а.е.), состоящие из отдельных мазерных деталей с характерными размерами 10^{13} см [2].

Для вспышки продолжительностью 30 дням скорость распространения возбуждающего агента будет около 30 км/сек, если ее размеры 1 а.е. Для мазерных источников в Orion KL уже давно с помощью интерферометрических наблюдений были получены размеры: ≥ 0.4 а.е. [3, 4]. Это может свидетельствовать в пользу того, что в различных мазерных комплексах размеры источников мазерного излучения одного порядка величины.

Так как в нашей Галактике больше половины двойных и кратных звезд, то и в случае W49N мы можем иметь двойную (кратную) звездную систему с массой центральной звезды $60M_{\odot}$ и компаньона (10-20) $M_{\odot}$. Тем более, что это не противоречит данным наблюдений, согласно которым в объекте обнаружен ИК источник с цветовой температурой 70К и HII область с параметром возбуждения $u = 110$

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ гранта № 19-29-11005.

пк см² [5]. Указанный параметр и ИК светимость предполагают существование в качестве центральной возбуждающей звезды массивной звезды класса O5 [6].

Мы предположили в работе Вольвач и др. [7], что такая тесная массивная звездная система (ТДС) может быть причиной возникновения гигантских вспышек мазеров воды в немногочисленных галактических киломазерах G25.65+1.05 и W49N.

ТДС в массивных галактических комплексах звездообразования могут излучать гравитационные волны (ГВ). В эксперименте по обнаружению гравитационных волн 11 февраля 2016 г., возможно, зафиксированы слияния объектов звездных масс. Не исключено, что индикаторами состояния кратных массивных звезд, в фазе близкой к слиянию, могут быть гигантские вспышки мазера воды. Такими массивными областями активного звездообразования являются Orion KL, G25.65+1.05, W49N, G45.47+9.95, NGC63341-MMI, S255IR-NIRS3, G358.93-0.03 и др. Кратные ТДС в таких областях могут излучать гравитационные волны (ГВ) в интервале 10^{-8} – 10^{-9} Гц (орбитальные периоды ТДС, составляющие 3–30 лет) [8].

Прецессионные модели для случая сверхмассивных черных дыр (СМЧД) были предложены в работах [9–12]. Мощность ГВ двойной системы:

$$dE/dt = L(\text{эрг/сек}) = \{[32 \cdot G^4 \cdot m_1^2 \cdot m_2^2 (m_1 + m_2) \cdot (1 + 73e^2/21 + 37e^4/26)]/[5c^5 \cdot a^5 (1 - e^2)^{1/2}]\}. \quad (1)$$

Здесь масса центральной СМЧД m_1 , масса компаньона m_2 , эксцентриситет e , большая полуось орбиты a , – значения параметров двойной системы.

Подставив ориентировочные значения параметров ТДС для W49N: $m_1=60M_\odot$, $m_2=20M_\odot$, $e=0.7$, $a=10^{13}$ см, получим светимость объекта $L \approx 10^{31}$ эрг/сек. На поверхности Земли будет поток от источника равный $S=L/4\pi R^2$, где R –расстояние от источника до Земли. Если мазерный источник находится в известном галактическом комплексе Orion KL (400 пк), то $S=5.8 \cdot 10^{-13}$ эрг/(сек·см²).

Для сравнения, мощность ГВ, идущих от самого известного источника OJ 287 составляет $L_{\text{OJ 287}} \approx 6 \cdot 10^{43}$ эрг/сек [12]. Поток от него на поверхности Земли $S_{\text{OJ 287}}=5.6 \cdot 10^{-13}$ эрг/(сек·см²), что практически совпадает с потоком от ТДС, находящейся в массивном комплексе активного звездообразования Orion KL.

3. Заключение

Таким образом, нельзя исключить, что галактические ТДС, состоящие из массивных звезд, находящихся на стадии предшествующей главной последовательности, могут быть мощными источниками ГВ. Следует заметить, что регистрировать ГВ от таких источников приходится на сверхнизких частотах порядка 10^{-8} Гц, учитывая периоды обращения таких систем ~ 10 лет. Выгоднее регистрировать ГВ во время вспышек при слиянии объектов, длящихся доли секунды и имеющие частотные полосы на много порядков шире, как это предполагается при использовании детекторов LIGO и LISA. А вот детекторы IPTA рассчитаны на детектирование именно низкочастотных (10^{-8} – 10^{-9}) Гц ГВ [8].

Список литературы

1. White G.J. Correlated variability in the W49 water vapour maser source // MNRAS, 1979. V.86. P.377-381.
2. Volvach L.N., Volvach A.E., Larionov M. G., G. C. MacLeod, P. Wolak. Unusual flare activity in the extreme-velocity ~ 81 km s⁻¹ water-maser feature in W49N // MNRAS Letters, 2019. V.487. P.L77- L80.
3. Moran J.M., Burke B.F., Barrett A.H., Rogers A. E. E., Ball J. A., Carter J. C., Cudaback D. D. The Structure of the OH Source in W3 // ApJ. 1968. V.152. P.L97- L101.
4. Moran J.M., Papadopoulos G.D., Burke B.F., Lo K. Y., Schwartz P. R., Thacker D. L., Johnston K. J., Knowles S. H., Reisz A. C., Shapiro I. I. Very long baseline interferometric observations of the H₂O sources in W49N, W3(OH), Orion A, and VY Canis Majoris // ApJ. 1973. V.185. P.535-567.
5. Wynn-Williams C.G. Radio maps of condensations in H II regions // MNRAS. 1971. V.151. P.397-420.
6. Heckman T.M. and Sullivan W.T. The Puzzle of the High Velocity Water Vapor Features in W49 // Astrophysical Letters. 1976. V.17. P.105-112.
7. Volvach L.N., Volvach A.E., Larionov M.G., G. C. MacLeod, S. P. van den Heever, P. Wolak, M. Olech, A.V. Ipatov, D.V. Ivanov, A. G. Mikhailov, A.E. Mel'nikov, K. Menten, A. Belloche, A. Weiss, P. Mazumdar & F. Schuller A Giant Water Maser Flare in the Galactic Source IRAS 18316-0602 // Astronomy Reports. 2019. V.63. P.49-65.
8. Manchester R.N. The Parkes Pulsar Timing Array // ChJAS. 2006. V.6. P.139-147.
9. Valtonen M.J. New Orbit Solutions for the Precessing Binary Black Hole Model of OJ 287 // ApJ. 2007. V.659. P.1074-1081.
10. Dey L., Gopakumar A., Valtonen M., Zola S., Susobhanan A., Hudec R., Pihajoki P., Pursimo T., Berdyugin A., Pirola V., Ciprini S., Nilsson K., Jermak H., Kidger M., Komossa S., The Unique Blazar OJ 287 and Its Massive Binary Black Hole Central Engine // Universe. 2019. V.5. P.108.
11. Sun Yu-Tao, Liu Jie-Ying, Lin Jin-Zhong, Ai Yan-Li, Zhou Ming, Qiao Er-lin A Research on the Gravitational Wave Radiation of OJ 287 // Chinese Astronomy and Astrophysics. 2019. V.35. P.123-132.
12. Hobbs G., Archibald A., Arzoumanian Z., Backer D., Bailes M., Bhat N. D. R., Burgay M., Burke-Spolaor S., Champion D., Cognard I., Coles W., Cordes J., Demorest P., Desvignes G., Ferdman R. D., Finn L., Freire P., Gonzalez M., Hessels J., You X. P. // CQGra. 2010. V.27. id.084013.

Активный транспондер для испытаний космических радиолокаторов с синтезированной апертурой

Алексеев С.Б., Алексеева А.М., Недро Л.В., Чарыков И.В., Чикачёв В.С.

Акционерное общество «Концерн радиостроения «Вега»

Кутузовский проспект, 34, Москва, 121170, Россия

asianna@list.ru

Аннотация: В данной работе представлено описание активного транспондера, предназначенного для испытаний радиолокаторов с синтезированной апертурой на различных этапах жизненного цикла: проверка составных частей, отладка программного обеспечения, наземные и летные испытания, калибровка и валидация, а также штатная эксплуатация. Это устройство позволяет проверять целевые характеристики испытуемого радиолокатора по единым методикам на соответствие общему системному критерию, начиная с самых ранних этапов разработки. В отличие от большинства известных аналогов, имитирующих одиночную точечную цель, предлагаемый активный транспондер может имитировать сложные групповые и поверхностно-распределенные цели.

1. Введение

Расширение круга задач, решаемых с помощью РСА, в направлении контроля состояния и исследования свойств наземных объектов через связанные с ними электродинамические характеристики даёт основания предъявлять к РСА требования как к измерительной системе с верифицируемыми и калибруемыми параметрами. Также, активно идёт процесс коммерциализации дистанционного зондирования Земли, и потребителю важно знать, какой точностью обладают предложенные ему результаты ДЗЗ. В связи с этим задачи измерения сквозных характеристик, калибровки и валидации РСА становятся особенно актуальными [1-5].

Несмотря на то, что работы по созданию радиолокационного полигона для калибровки и валидации космических РСА неоднократно инициировались и возобновлялись, действующего полигона, оснащенного активными транспондерами, в России до сих пор нет, что обусловлено, с одной стороны, малым числом функционирующих космических РСА, а с другой – отсутствием в нашей стране активных транспондеров, стандартизированных и унифицированных методик. Такое положение дел приводит к существенному увеличению материальных затрат и сроков проведения лётных испытаний, при этом космический РСА, который должен поставлять информационный продукт надлежащего качества с подтверждёнными характеристиками, неэффективно вырабатывает свой ресурс.

2. Описание активного транспондера

Активный транспондер (АТ) предназначен для лётных и наземных испытаний радиолокаторов с синтезированной апертурой и представляет собой устройство для преобразования зондирующих сигналов РСА в имитированные отражения этих зондирующих сигналов от наземных объектов и участков земной поверхности с заданными характеристиками обратного рассеяния, составляющих фоно-целевые обстановки требуемых конфигураций, с учётом закона движения носителя и параметров режима съёмки.

Функцией активного транспондера как испытательного является формирование и подача на РСА входных воздействий с калиброванными характеристиками. Входным воздействием в данном случае является закон преобразования зондирующего сигнала в отражённый сигнал, определяемый совокупностью характеристик обратного рассеяния наземных объектов, их формы и взаимного расположения, закона движения носителя и параметров режима съёмки.

Имеется ряд задач, связанных с лётными испытаниями и внешней калибровкой РСА, решение которых с помощью пассивных отражателей или естественных целей затруднено или невозможно. К таким задачам можно отнести: селекцию и формирование сигналов с требуемой поляризацией, в том числе с поляризацией возвращённой волны, отличающейся от падающей; имитацию точечных целей с большими и малыми значениями ЭПР, имеющих при этом равномерную диаграмму рассеяния в широком диапазоне углов при небольших собственных размерах, что необходимо, например, для отработки бистатических РСА; регулировку ЭПР имитируемых целей; имитацию сложных и поверхностно-распределённых целей.

Для выполнения перечисленных выше задач АТ должен выполнять следующие функции:

- приём зондирующего сигнала, его демодуляцию и преобразование в поток цифровых данных;
- преобразование цифровых данных принимаемого радиолокационного сигнала в цифровую модель отражённого сигнала, соответствующего моделируемой композиции радиомишеней и фона, в режиме реального времени;
- запись потока цифровых данных комплексной огибающей принимаемого сигнала на твердотельный накопитель в режиме стриминга;
- чтение массивов цифровых моделей отражённых радиолокационных сигналов с твердотельного накопителя и воспроизведение соответствующих сигналов в режиме стриминга на несущих или промежуточных частотах для наземных испытаний.

Для испытаний РСА, обладающих поляриметрическими режимами, приём и передача сигналов может осуществляться на выбранных линейных поляризациях.

Активный транспондер имеет две составные части, разработка которых содержит как элементы новизны, так и технические сложности. Цифровая часть транспондера универсальна, и на её базе могут быть построены активные транспондеры для проверки радиолокаторов Р, L, С, S, X диапазонов при использовании соответствующих антенных устройств и внешней радиочастотной аппаратуры.

Внешняя радиочастотная аппаратура должна в несколько раз превосходить по стабильности сигнала и параметрам антенно-волнового тракта характеристики РСА. Требования по поддержанию сквозного коэффициента усиления сигнала за время ретрансляции не хуже 0,1 дБ, высокая равномерность АЧХ в полосе 1 ГГц, поляризационная развязка не хуже 30 дБ – основные проблемные вопросы, которые должны быть решены при разработке внешней радиочастотной аппаратуры. Следует отметить, что лучшие зарубежные активные транспондеры имеют ширину полосы не более 600 МГц, что связано с шириной полосы зондирующих сигналов РСА, для которых они были разработаны.

3. Заключение

Применение активного транспондера для измерения сквозных характеристик РСА по единым методикам на соответствие выбранным критериям на различных этапах жизненного цикла является важной задачей, так как от качества и проработки системы испытаний в значительной мере зависит степень выполнения РСА возложенных на него задач.

Создание радиолокационных полигонов, оборудованных активными транспондерами, позволит существенно уменьшить время, затрачиваемое на летные испытания, внешнюю калибровку и валидацию, и, следовательно, максимально эффективно использовать РСА в течение всего срока его активного существования.

Предлагаемый активный транспондер может стать новой ступенью в построении системы испытаний, калибровки и валидации космических РСА благодаря своим характеристикам и ориентированности на современные и перспективные радиолокаторы.

Список литературы

1. Snoeij P. Transponder Development for Sentinel-1 // Proc. of 8th European conference on synthetic aperture radar EU-SAR 2010. P.55–58.
2. M. Kashanianfard, A.J. Sarabandi, A. Nashashibi, K. Sarabandi, X. Duan, R. Muellerschoen, B. Chapman, Y. Lou L-band Single Antenna Polarimetric Active Radar Calibrator (SAPARC) for Airborne and Spaceborne SAR Calibration [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://sarcv.ceos.org/documents/doc/292/> (дата обращения: 20.04.2020)
3. T. Zajc, M. Azcueta, J. Ferreyra, J.P. Cuesta, M. Thibeault SAOCOM Calibration Targets and Sites [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://sarcv.ceos.org/documents/doc/291/> (дата обращения: 20.04.2020)
4. Daniel Rudolf, Bjorn Doring, Sebastian Raab, Jens Reimann, Marco Schwerdt Absolute Radiometric Calibration of C-Band Transponders with Proven Plausibility // Proc. of 10th European conference on synthetic aperture radar. (Berlin, Germany, 2014)
5. Bjorn Doring, Jens Reimann, Sebastian Raab, Matthias Jirousek, Daniel Rudolf, Marco Schwerdt. The Three-Transponder Method: A Novel Approach for Traceable RCS Calibration of SAR Transponders // Proc. of 11th European conference on synthetic aperture radar EUSAR 2016.

Программный комплекс моделирования сигналов РЛС при работе над земной поверхностью

Боков А. С., Марков Ю. В., Важенин В. Г., Шишминцев Д. К.

Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина
г. Екатеринбург, ул. Мира, 32, 620002, Российская Федерация
a.s.bokov@urfu.ru

Аннотация: В работе предлагается новый подход к построению программного комплекса математического моделирования сигналов для различных бортовых радиолокационных систем, при работе над естественными поверхностями. Подход основан на использовании пошагового и циклического запуска моделей в MATLAB, включающих описание параметров РЛС, ввод траектории, описание радиолокационной сцены, расчет траекторных сигналов и синтезирование радиолокационных изображений подстилающей местности. Результаты каждого шага моделирования передаются обратно в Windows-приложение пользователя по протоколу UDP.

1. Введение

В последние годы были разработаны и развиты методы моделирования формирования и обработки отраженных сигналов различных бортовых РЛС, основанные на феноменологических моделях земной поверхности, детерминированном характере траектории летательного аппарата (ЛА) и целей [1–2]. В опубликованных статьях продемонстрированы возможности улучшения скорости и качества решения задач синтеза радиолокационных изображений (РЛИ), что особенно важно при оперативной прокладке безопасного маршрута полета ЛА в сложных и изменяющихся условиях. Однако, не было создано единой платформы для сравнения и выбора параметров построения РЛС в широких условиях применения для различных типов местности, типов сигналов, нелинейной траектории и т.д.

2. Используемые методы

В данной работе выполнена постановка задачи объединения имеющихся у авторов наработок – MATLAB-моделей для различных земных поверхностей, для одноканальных и многоканальных РЛС, для импульсных и непрерывных ЛЧМ-сигналов, для их совместной работы в форме программного комплекса. Программный комплекс включает Windows-приложение пользователя и набор исходных текстов MATLAB-моделей. Запуск моделей выполняется путем передачи команд по протоколу UDP в среду моделирования MATLAB. UDP работает через Ethernet, поэтому пакет MATLAB может выполняться как на локальном, так и на удаленном компьютере, при этом результаты (графики, массивы сигналов, РЛИ) передаются обратно в Windows-приложение пользователя по протоколу UDP и в виде файлов или через стандартный буфер обмена Windows.

При этом используется пошаговый запуск моделей в MATLAB, так чтобы пользователь после каждого шага мог проверить корректность расчетов (по графикам, контрольным значениям и др.) и вернуться к изменению параметров или продолжить моделирование следующего шага общего процесса моделирования. Шаги процесса моделирования: ввод параметров РЛС (для зондирующего сигнала, антенной системы каналов передатчиков и приемников сигнала), описание траектории (изменение эволюций, координат и/или скоростей ЛА), описание радиолокационной сцены (для факетных моделей – типы поверхностей, статистические характеристики факетов), расчет траекторных сигналов (с отображением реализаций траекторных сигналов) и синтезирование РЛИ подстилающей местности. Далее возможен запуск циклического выполнения заданных математических моделей.

3. Заключение

Предложен новый программный комплекс для разработки и отладки математических моделей для возможности проверки работы алгоритмов работы РСА в непрерывном режиме, в том числе в широких условиях применения, с включением сочетаний различных типов местности, параметров сигналов, изменения траектории по результатам обработки РЛИ и т.д.

Список литературы

1. Штагер Е.А. Рассеяние радиоволн на телах сложных форм. М.: Радио и связь, 1986. 184 с.
2. Борзов А.Б., Лихоеденко К.П., Каракулин Ю.В., Сучков В. Б. Математическое моделирование входных сигналов бортовых систем ближней радиолокации от подстилающих поверхностей на основе их многоточечных моделей // Успехи совр. радиоэлектроники. № 4, 2017. С. 48–57.

Формирование радиолокационных изображений по поляризационным параметрам наблюдаемых объектов¹

Гулько В. Л., Мещеряков А. А.

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

Аннотация: В данной работе предложены алгоритм и техника оценки поляризационных параметров радиолокационных объектов в реальном масштабе времени и во всем диапазоне дальности, основанные на использовании поляризационно-модулированных зондирующих сигналов и многоканального спектрального анализа принятых сигналов. По измеренным поляризационным параметрам сформированы развертки дальности, позволяющие получать независимые радиолокационные изображения. Приводятся экспериментально полученные энергетические и поляризационные развертки дальности земной поверхности.

1. Введение

Развитие радиолокационных методов обнаружения, селекции и распознавания радиолокационных объектов (РЛО) различных классов на фоне мешающих отражений от земной поверхности определяет повышенный интерес к изучению их рассеивающих свойств, включая поляризационные характеристики рассеяния [1]. Одной из наиболее полных характеристик рассеивающих свойств РЛО является матрица рассеяния (МР), представленная в рамках двухвибраторной модели РЛО с ортогональными вибраторами в линейном поляризационном базисе конечным набором энергетических и поляризационных параметров (ПП) [2].

$$[S] = \sqrt{\sigma_m} \begin{bmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha \\ \sin \alpha & \cos \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \rho e^{j\Delta\phi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \alpha & \sin \alpha \\ -\sin \alpha & \cos \alpha \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где $\rho = \lambda_2 / \lambda_1$ - фактор формы РЛО, определяемый как отношение модулей собственных чисел МР λ_1 и λ_2 ;

$\Delta\phi$ - разность аргументов собственных чисел МР;

α - ориентация собственной системы координат МР;

$\sigma_m = \lambda_1^2$ - максимально возможная ЭПР РЛО при облучении его линейно поляризованной волной, соответствующей первому собственному значению λ_1 .

Из (1) видим, что в таком представлении МР может быть заменена набором из четырех действительных чисел, включающих в себя один энергетический параметр σ_m и три ПП ρ , $\Delta\phi$ и α , которые полностью описывают поляризационные характеристики РЛО.

В работе [3] для измерения ПП РЛО исследовался модуляционный метод, заключающийся в облучении РЛО поляризационно-модулированным по углу ориентации плоскости поляризации зондирующим сигналом и спектральном анализе принятых сигналов. Поляризационная модуляция сигнала осуществлялась с помощью вращающейся с частотой Ω полуволновой фазовой пластины, установленной в СВЧ тракт приемо-передающей антенны РЛС. Поляризационные параметры ρ и $\Delta\phi$ измерялись на выходе приемника по амплитудам спектральных составляющих на четвертой и восьмой гармониках частоты вращения фазовой пластины соответственно, а параметр α по их фазам. При этом канал измерения ПП включал в себя [2]: блок стробирования, пиковый детектор, полосовые фильтры на 4Ω и 8Ω , два амплитудных детектора для измерения параметров ρ и $\Delta\phi$ и два фазовых детектора для измерения параметра α .

В [4] приводятся экспериментальные оценки ПП различных типов земной поверхности, полученные с использованием поляризационно-модулированных зондирующих сигналов.

Недостаток метода заключается в том, что измерение ПП РЛО производилось только в одном стробе дальности, что ограничивает его практическое использование при решении задач обнаружения и идентификации РЛЦ по поляризационным признакам, находящихся в зоне ответственности РЛС.

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

2. Метод многоканальной спектральной обработки принятых сигналов

Для практического решения задач обнаружения и селекции РЛО по поляризационным признакам были разработаны модуляционные методы и средства измерений ПП РЛО, основанные на использовании поляризационно-модулированных зондирующих сигналов и многоканального спектрального анализа гармоник поляризационной модуляции, содержащихся в принятых сигналах. Число каналов N определяется требуемым диапазоном дальностей, в котором одновременно измеряются ПП РЛО и определяются длительностью стробирующих импульсов, которые, в свою очередь, определяются длительностью зондирующих импульсов. Каждый канал обработки идентичен каналу обработки [2]. Отличие работы каждого канала обработки заключается в том, что временная задержка каждого из N импульсов стробирования, поступающих на входы соответствующих N блоков стробирования, для каждого канала своя. Такой подход позволяет производить оценки ПП ρ , $\Delta\phi$ и α в реальном масштабе времени и во всем диапазоне дальностей. По результатам измерения формируются развертки дальности по энергетическому параметру и ПП РЛО. Для примера, на рис. 1 приведены две развертки по дальности. Верхняя развертка соответствует штатному режиму работы РЛС, когда вертикальное отклонение луча индикатора дальности пропорционально уровню отраженного сигнала. Нижняя - развертке по дальности по поляризационному параметру ρ . Масштабы разверток одинаковы и составляют 10 км, а их синхронизация общая.

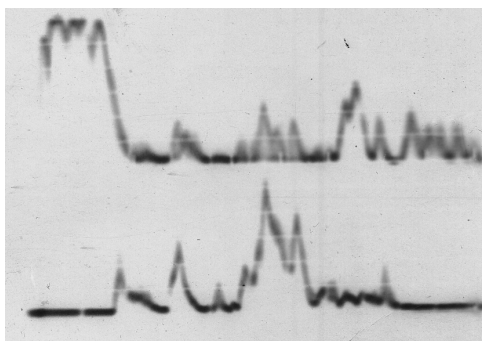


Рис. 1. Развертки по дальности

Верхняя - отклонение луча пропорционально уровню отраженного сигнала;
Нижняя - отклонение луча пропорционально поляризационному параметру ρ

Анализ разверток показывает, что соотношение уровней сигналов, отраженных от целей с различных дальностей на поляризационной развертке иное, чем на обычной развертке по дальности. Так, например, мощная по интенсивности цель на дальности 7 км на поляризационной развертке практически полностью подавлена, а сравнительно слабые по интенсивности цели на дальности 7 км на поляризационной развертке имеют больший уровень. Очевидно, что использование в этом случае техники однопараметрической поляризационной селекции целей по параметру ρ , позволяет обнаружить малоразмерные неподвижные цели на фоне более мощных помеховых отражений.

3. Заключение

Экспериментально полученные развертки дальности позволяют осуществлять одновременно раздельный энергетический и поляризационный анализ отражающих свойств РЛО, и таким образом получить кроме традиционного изображения, в котором яркость свечения определяется ЭПР объектами еще три независимых радиолокационных изображения, несущих свою информацию о ПП наблюдаемых РЛО в контролируемом пространстве.

Список литературы

1. Козлов А. И., Логвин А. И., Сарычев В. А. Поляризация радиоволн. Кн. 2: Радиолокационная поляриметрия. Москва: Радиотехника, 2007. 638 с.
2. Татаринов В. Н., Татаринов С. В., Лигтхарт Л. П. Введение в современную теорию поляризации радиолокационных сигналов. Томск: Издательство Томского университета, 2006. 349 с.
3. Бадулин Н. Н., Гулько В. Л., Масалов Е. В. Спектральные характеристики рассеянных радиолокационными целями сигналов при поляризационной модуляции излучения РЛС // Изв. Высших учебных заведений. «Радиоэлектроника». 1991. № 11. С. 65-67.
4. Гулько В. Л., Мещеряков А. А. Экспериментальные исследования поляризационных характеристик рассеяния земной поверхности поляризационно-модулированными зондирующими сигналами // Труды XXVI Всероссийской открытой научной конференции « Распространение радиоволн» (Казань, 1—6 июля. 2019 г.). 2019. Т.2. С. 267—270.

Оценка эффективности развертывания фазы при обработке интерферограмм космических РСА¹

¹ Сосновский А. В., ¹ Коберниченко В. Г.

¹ Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина
г. Екатеринбург, ул. Мира, 19, 620002, Российская Федерация
sav83@el.ru

Аннотация: В данной работе на основе ранее предложенного метода оценки точности результатов интерферометрической обработки рассматривается эффективность различных методов восстановления абсолютной фазы (развёртывания фазы) при обработке радиолокационных интерферометрических данных дистанционного зондирования Земли из космоса. Приведены сравнительные результаты оценивания эффективности для методов развёртывания фазы, реализованных в программных комплексах SARscape и PHOTOMOD RADAR. Определены наилучшие с точки зрения достигаемой точности результаты для данных, получаемых радиолокатором ALOS PALSAR с различными длинами баз и поляризациями зондирующего сигнала.

1. Введение

Радиолокационная космическая съёмка, проводимая в интерферометрическом режиме (технологии InSAR и DInSAR), позволяет в почти автоматическом режиме получать цифровые модели рельефа и карты смещений рельефа, которые широко используются при создании и обновлении высотной основы цифровых топографических карт различных масштабов, при экологическом мониторинге зон проведения работ по добыче полезных ископаемых, контроле состояния транспортных коммуникаций [1-2]. Основной сложностью при экспериментальном оценивании точности результатов работы алгоритмов интерферометрической обработки применительно к реальным съёмочным данным является необходимость завершения всей процедуры обработки для возможности получения количественных результатов, поскольку эталонные данные – наборы отметок высот или матричные модели рельефа – представлены, как правило, в какой-либо из географических систем координат. Настоящая работа посвящена анализу точности работы алгоритмов развёртывания фазы [3] на интерферограммах, получаемых радиолокаторами с синтезированной апертурой (РСА) различными алгоритмами, реализованными в программных комплексах, широко используемых для обработки радиолокационных данных дистанционного зондирования Земли – SARscape (алгоритм минимальной стоимости потока – MCF) и PHOTOMOD RADAR (алгоритмы сопряженных градиентов и функций Грина).

2. Теория

Для пространственного сопоставления (взаимопривязки) съёмочных радиолокационных данных и эталонных картографических данных нами ранее было предложено использовать метод обратного преобразования эталонных высот [4], который позволяет преобразовать эталонные отметки высот из географической системы координат в полетную систему координат интерферограммы, что дает возможность проводить исследование точности восстановления фазы и рельефа местности с применением широкого набора алгоритмов при варьировании их различных параметров (как отдельных параметров, так и их совокупностей), поскольку завершения всей цепочки интерферометрической обработки для получения количественного результата не требуется. Критериями эффективности восстановления абсолютной фазы выступают среднеквадратичные отклонения абсолютных фаз и абсолютных высот в бортовой системе координат – σ_φ и σ_h . Поскольку с.к.о. абсолютных высот представляет больший интерес для потребителя конечного результата съёмки, то далее рассматривается только этот критерий.

Для оценивания точности результатов развёртывания фазы съёмочные абсолютные фазы $\hat{\Psi}_i$ преобразуются в оценки высот $\hat{h}_i^*$ в полетной системе координат РСА так, чтобы перекосы фаз и линейные и квадратичные искажения были скомпенсированы, что достигается с помощью преобразований I или II порядка следующего вида:

$$\hat{h}_i^* = \tilde{V}_h \hat{\Psi}_i + \tilde{V}_m m_i + \tilde{V}_n n_i, \quad (1)$$

$$\hat{h}_i^{**} = \tilde{V}_h \hat{\Psi}_i + \tilde{V}_{m1} m_i + \tilde{V}_{n1} n_i + \tilde{V}_{m2} m_i^2 + \tilde{V}_{n2} n_i^2 + \tilde{V}_m m_i n_i, \quad (2)$$

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-29-09022.

где $\tilde{V}_h, \tilde{V}_m, \tilde{V}_n$ – коэффициенты оценок высоты неоднозначности и углов перекося вдоль координат РЛИ m и n для преобразования I порядка, $\tilde{V}_{m1}, \tilde{V}_{m2}, \tilde{V}_{n1}, \tilde{V}_{n2}, \tilde{V}_{mn}$ – аналогичные коэффициенты для преобразования II порядка. Расчёт значений коэффициентов производится с использованием метода наименьших квадратов, перед его реализацией производится выборка элементов интерферограммы, соответствующих пространственным положениям эталонных высотных отметок. Приведённые способы совмещения данных устраняют систематическую ошибку восстановленной абсолютной фазы аналогично тому, как это производится при геокодировании абсолютной фазы, также устраняются систематические ошибки, пропорциональные значениям координат. Рассмотрение двух порядков преобразования обусловлено разнообразием подходов к выполнению геопривязки результатов интерферометрической обработки.

3. Эксперимент

Для двух наборов данных радиолокационной интерферометрической съёмки PCA ALOS-PALSAR были получены характеристики точности (рис. 1) – зависимости среднеквадратичных отклонений съёмочной и эталонной высот при различных значениях параметра предварительной фильтрации фазового шума (ширина полосы гауссового фильтра F_V). Исходя из полученных результатов, наилучшие значения точности восстановления абсолютной фазы (с.к.о. по высоте 4.1 м и 5.1 м при привязке с помощью преобразования II порядка для первого и второго наборов, соответственно) для двух разных кадров имеют место при использовании алгоритма минимальной стоимости потока при величине параметра фильтра $F_V = 200..300$, однако при отдельных значениях параметра фильтра могут иметь место срывы развёртывания (пропуск интерференционной полосы), приводящие к ухудшению с.к.о. на 1.5-2 м. Два других метода демонстрируют более слабую способность восстановления фазы: минимально достижимое значение с.к.о. оказывается на 1.5-1.7 м хуже и сохраняется в более узком диапазоне значений параметра фильтра фазового шума.

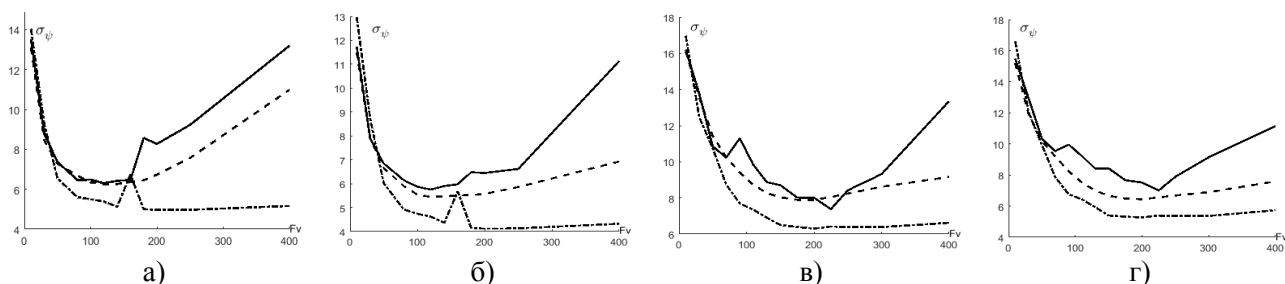


Рис. 1. Характеристики точности (с.к.о., м) для наборов съёмочных данных, построенные при использовании алгоритмов развёртывания по методу сопряженных градиентов (сплошная линия), функций Грина (штриховая линия), минимальной стоимости потока (штрихпунктирная линия): а) первый набор данных, совмещение преобразованием I порядка; б) первый набор данных, преобразование II порядка; в) второй набор данных, преобразование I порядка; г) фабрика 3 второй набор данных, преобразование II порядка

4. Заключение

Исследована эффективность трех алгоритмов развёртывания фазы при интерферометрической обработке радиолокационных данных дистанционного зондирования Земли. На примере экспериментальной обработки данных ALOS PALSAR показано, что минимально достижимые значения с.к.о. абсолютных высот получаемых цифровых моделей рельефа для разных наборов данных составляют 4,1 и 5,1 м и достигаются при использовании метода минимальной стоимости потока (MCF), реализованного в программном комплексе SARscape.

Список литературы

1. Bamler R. Synthetic aperture radar interferometry // *Inverse Problems*. 1998. Vol. 14. № 4. P. r1–r54
2. Joughin I.R., Li F.K., Madsen S.N., Rodrigues E. Synthetic Aperture Radar Interferometry // *Proceedings of the IEEE*. 2000. Vol. 88. №3. P. 333–382.
3. Yu H., Lan Y., Yuan Z., Xu J., Lee H. Phase unwrapping in InSAR: A review. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Magazine*. 2019. Vol. 7. №1. P. 40-58.
4. Sosnovsky, A.V. Kobernichenko V.G. An Efficiency Estimation for Multilooking and Phase Noise Suppression Methods for Spaceborne Interferometric Synthetic Aperture Radars Data Processing // *XIV International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE-2018)*. – IEEE Proceedings. 2018. Vol. 1. P. 434-438.

Восстановление двумерных изображений объектов с угловым сверхразрешением¹

¹ Лаговский Б.А.

¹ Московский технологический университет РТУ МИРЭА
пр-т Вернадского, 78, Москва, 119454, Российская Федерация
robertlag@yandex.ru

Аннотация: Представлен новый метод цифровой обработки сигналов. Новая методика обработки сигналов основана на решении обратной задачи восстановления поверхностной или подповерхностной структуры зондируемого объекта. Решение проводится посредством параметризации двумерной задачи и использования интеллектуального анализа данных. Это позволяет получать изображения двумерных источников сигналов с угловым сверхразрешением. Представлены результаты численных экспериментов на математической модели. Показана эффективность предложенной методики.

1. Введение

В настоящее время опубликовано много работ, описывающих различные подходы к достижению углового сверхразрешения. Предложены, в частности, методы: ESPRIT, MUSIC, метод максимальной энтропии Берга, сверхвысокого разрешения, деконволюции, метод Кейпона, «теплого шума», метод Борджотти-Лагунаса, и ряд других [1-3].

Следует отметить, что перечисленные выше методы не являются универсальными и далеко не всегда эффективны. В основном, приведенные выше методы позволяют получить угловое сверхразрешение при отношении сигнал/шум не ниже 20-25 дБ. Многие из перечисленных методов, в частности, MUSIC и ESPRIT, оказываются эффективными только при использовании узкополосных сигналов. Для решения двумерных задач этими методами требуются значительные вычислительные ресурсы, что не позволяет использовать их в режиме реального времени.

2. Постановка и метод решения задачи

Пусть сектор наблюдения представляет собой телесный угол Ω , где нулевое направление выбрано в направлении центра Ω , $f(x, y)$ - диаграмма направленности (ДН) антенной системы, а x, y - углы отклонения от нулевого направления в декартовой системе координат. В секторе наблюдения находится объект наблюдения с неизвестными координатами и угловыми размерами. Искомое двумерное угловое распределение сигнала, генерируемого источником (или отраженного сигнала), обозначим $I(x, y)$.

На выходе приемного устройства при сканировании регистрируется сигнал $U(x, y)$. Величины I , U , и $f(x, y)$ связаны двумерным линейным интегральным уравнением Фредгольма первого рода типа свертки

$$U(x, y) = \int_{\Omega} f(x - x', y - y') I(x', y') dx' dy' \quad (1)$$

Ставится задача восстановления углового распределения $I(x, y)$ на основе анализа принятого сигнала $U(x, y)$ и известной ДН с максимально возможным угловым разрешением, превышающим критерий Рэлея.

Искомое распределение $I(x, y)$ представим в виде конечного разложения с неизвестными коэффициентами, используя выбранный набор функций $G_{n,m}(x, y) = g_n(x)g_m(y)$, ортогональных в Ω [3-7].

$$I(x, y) \cong \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N b_{n,m} g_n(x) g_m(y) \quad (2)$$

Коэффициенты $b_{n,m}$, обеспечивающие минимальное среднеквадратичное отклонение синтезируемого сигнала от принимаемого, определяются из системы линейных алгебраических уравнений:

$$\int_{\Omega} U(x, y) \varphi_{j,k}(x, y) d\alpha = \sum_{n,m=1}^N b_{n,m} \int_{\Omega} \varphi_{j,k}(x, y) \varphi_{n,m}(x, y) dx dy, \quad \varphi_{n,m}(x, y) = \int_{\Omega} f(x - x', y - y') g_n(x') g_m(y') dx' dy' \quad (3)$$

$$j, k = 1, 2 \dots N.$$

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 20-07-00006.

Алгебраические методы позволяют в ходе последовательного увеличения числа N приблизиться к предельному угловому разрешению, присущему каждой конкретной задаче.

3. Численные результаты

На рис. 1 показано восстановленное со сверхразрешением изображение объекта с плавнонеоднородным распределением интенсивности.

Для распределений интенсивности такого типа в качестве набора функций $G_{n,m}(x,y)$ предпочтительно использование тригонометрических функций. В приведённом примере была использована система:

$$G_{m,n}(x,y) = \cos\left(\frac{2\pi m x}{T_x}\right) \cos\left(\frac{2\pi n y}{T_y}\right), \text{ и } G_{m,n}(x,y) = \sin\left(\frac{2\pi m x}{T_x}\right) \sin\left(\frac{2\pi n y}{T_y}\right) \quad (4)$$

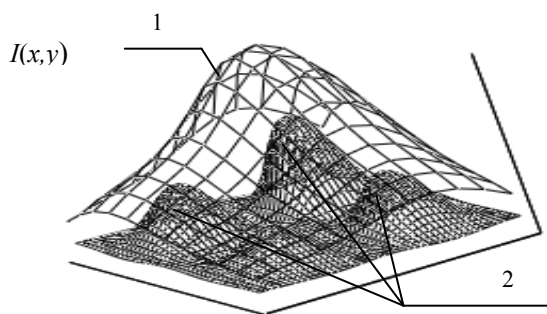


Рис. 1. Восстановленное изображение объекта с неоднородным распределением интенсивности:
1 - исследуемый сигнал; 2 - найденное распределение интенсивности отраженного сигнала

Полученное адекватное истинному объекту решение позволило правильно определить характер распределения интенсивности отраженного объектом сигнала. Качество приближенного решения следует признать хорошим. Угловые размеры на 5-8% превысили истинные, а амплитуды восстановлены с погрешностями в пределах не более 7%.

Заключение

Показано, что эффективная угловая разрешающая способность систем дистанционного зондирования в двумерных задачах может быть увеличена за счёт обработки сигналов по новым алгоритмам. Предложенные алгебраические методы обработки обеспечивают повышение устойчивости и качества восстановления изображений сложных двумерных объектов со сверхразрешением. Достигнутое угловое разрешение в шесть раз превысило критерий Рэлея при относительно небольших угловых и амплитудных ошибках.

Список литературы

1. Radoi E., Quinquis A., Totir F., and Pellen F. Automatic radar target recognition using superresolution MUSIC 2D images and self-organising neural network // Proc. of the European signal processing conference. 2004. P. 2139-2142.
2. Lagovsky B.A., Samokhin A.B. Superresolution in signal processing using a priori information // International Conference Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA). Verona, Italy, 2017. P. 779 – 783.
3. Lagovsky B.A.; Samokhin A.B.; Shestopalov Y.V.. Regression Methods of Obtaining Angular Superresolution // 2019 URSI Asia-Pacific Radio Science Conference (AP-RASC), New Delhi, India. 2019
4. Lagovsky B. A., Samokhin A. B., Shestopalov Y. V. Creating Two-Dimensional Images of Objects with High Angular Resolution // 2018 IEEE Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP), Conf. Publications. P. 114 –115.
5. Lagovsky B. A., Chikina A. G. Superresolution in signal processing using a priori information // Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS). 2017. P. 944- 947.
6. Лаговский Б.А., Чикина А.Г. Регрессионные методы получения сверхразрешения для групповой цели // Успехи современной радиоэлектроники, №1, 2020. С. 69-76.
7. Lagovsky B.A. Superresolution: data mining // Progress in Electromagnetics Research Symposium PIERS 2012. Moscow. 2012. P. 1309-1312.

Оценка характеристик модели обработки отраженных радиолокационных сигналов РСА в широких условиях применения

¹ Марков Ю. В., Боков А. С., Важенин В. Г., ² Нестеров М. Ю.

¹ Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина
г. Екатеринбург, 620002, ул. Мира, 32, Российская Федерация
asdal@mail.ru

² АО "Уральское проектно-конструкторское бюро "Деталь"
г. Каменск-Уральский Свердловской обл., 623409, ул. Пионерская, 8
upkb@nexcom.ru

Аннотация: В данной работе рассмотрено моделирование сигналов для одно- и многоканальных бортовых РЛС с синтезированием апертуры антенны (РСА) при различных видах зондирующих сигналов (импульсный, непрерывный), при широком диапазоне параметров полёта ЛА, его траекторий, параметров сигнала и антенной системы, подстилающей поверхности. Для оценки возможности и совершенствования принципов применения смоделированных сигналов и самих РЛИ построение РЛИ поверхности выполняется в координатах дальность-доплер.

1. Введение

Неконтактные методы получения информации о поверхности Земли, её рельефе, объектах на ней или в её недрах составляют основу дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) [1]. Для случая активных авиационных и космических радиолокационных систем (РЛС) при этом измеряются количественные характеристики отраженного Землей электромагнитного поля (мощность, фаза, время распространения, спектральный состав, поляризационные свойства и т.д.).

Для эффективного решения ряда навигационных и локационных задач необходимо рассмотреть и обосновать вопросы измерения абсолютных и относительных координат летательных аппаратов (ЛА), в том числе при совершенствовании существующих и разработке новых многофункциональных радиолокаторов с синтезированной апертурой (РСА) в широких условиях применения [2, 3].

2. Моделирование

Для разработки и исследования алгоритмов обработки принятых РСА сигналов очень важно обладать информацией об их статистических и функциональных свойствах на выходе передающей антенны, на входе и выходе радиоприемного устройства. Так же необходима верификация алгоритмов работы РСА. Эти задачи могут быть решены с помощью натурных экспериментов, в виде тестовых полетов, или в виде натурального, полунатурного или математического моделирования.

Преимущество математического моделирования с помощью ЭВМ заключается в его высокой гибкости, простоте реализации, возможности многократного воссоздания условий, и, следовательно, в экономической эффективности. Т. е. в отсутствии высоких затрат всех видов ресурсов (включая время и аппаратуру) на его проведение.

Исходя из вышесказанного, были разработаны модели сигналов, принимаемых бортовой РЛС ЛА, как одно-, так и многоканальных РЛС при различных видах зондирующих сигналов (импульсный, непрерывный). При широком диапазоне параметров полёта ЛА, его траекторий, параметров сигнала и антенной системы, подстилающей поверхности. Модель предусматривает построение РЛИ поверхности в координатах дальность-доплер, предназначенное для оценки возможности и совершенствования принципов применения смоделированных сигналов и самих РЛИ.

Для оценки характеристик работы модели был проведен ряд модельных экспериментов для ситуации при пикировании ЛА на некоторую точку: геометрические искажения РЛИ для отражателей на поперечной линии на поверхности; геометрические искажения РЛИ для отражателей на продольной линии на поверхности; случай горизонтального полёта ЛА, но антенна РЛС направлена вертикально вниз (высотомерный вариант [4]) и др.

Примеры РЛИ поверхностей в координатах дальность-доплер представлены на рис. 1.

РЛИ на рис.1 отражают искажения, соответствующие возможным траекториям движения ЛА. Подобные РЛИ могут быть использованы при решении задач, как радиолокации, так и радионавигации, т.к. позволяют выделять положение и границы радиоконтрастных объектов на подстилающей поверхности.

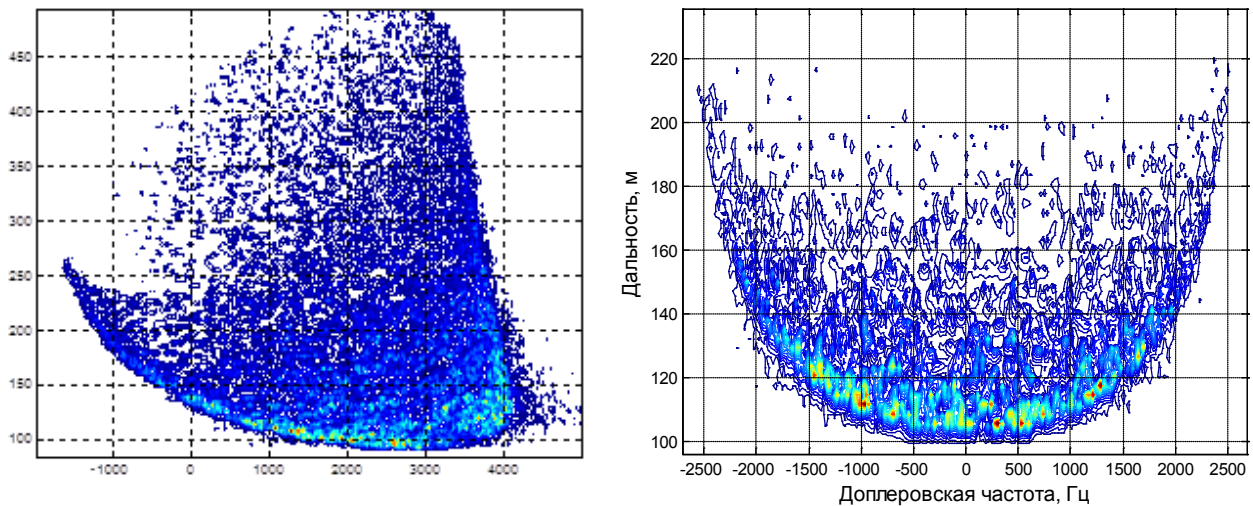


Рис. 1. РЛИ поверхности: а) пикирование ЛА; б) горизонтальный полет ЛА

3. Заключение

Разработка и совершенствование перспективных радиолокационных систем ДЗЗ воздушного базирования актуальна не только для картографирования местности, но и для повышения точности и безопасности полетов, особенно при автоматической навигации и беспилотном использовании, при плохой видимости, на высоких скоростях или в плохих погодных условиях.

На основе известных выражений и алгоритмов моделирования радиолокационных сигналов, отражённых подстилающей поверхностью, построена новая многоканальная, многофункциональная программная модель, формирующая отражённые сигналы для различных фоно-целевых обстановок РЛС. Модель может быть использована для оценки и выбора оптимальных характеристик (и способов реализации) обработки отраженных радиолокационных сигналов РСА при решении широкого круга задач.

Список литературы

1. Коберниченко, В. Г. Радиоэлектронные системы дистанционного зондирования Земли : учеб.пособие // Екатеринбург : Изд-во Урал.ун-та, 2016. 220 с.
2. Жуковский, А. П. Рассеяние электромагнитных волн земной поверхностью : учеб.пособие / А. П. Жуковский. - М. : Изд-во МАИ, 1991. - 80 с.
3. Сколник, М. Справочник по радиолокации / Под ред. М. Сколника. Пер. с англ. под общ.ред. В. С. Вербь. В 2-х книгах. Книга 1. - М. : Техносфера, 2014. - 672 с.
4. Веницкий, А. С. Автономные радиосистемы : учеб.пособие для вузов // М. : Радио и связь, 1986. 336 с.

Адаптивный синтез радиолокационных изображений в космической бистатической системе, образованной высокоорбитальным и низкоорбитальным РСА

Лепёхина Т.А., Лиханский С.Г., Николаев В.И.

Акционерное общество «Концерн радиостроения «Вега»
Кутузовский проспект, 34, Москва, 121170, Россия
asianna@list.ru

Аннотация: Рассмотрена бистатическая система радиолокаторов с синтезированной апертурой, состоящая из активного РСА1 на высокой геосинхронной орбите и пассивного РСА-2 на низкоорбитальной круговой орбите, формирование радиоголограмм идет только в пассивном РСА-2. Параметры орбиты активного геосинхронного РСА обеспечивают глобальный подсвет земной поверхности за период его обращения, в то время как параметры низкой орбиты пассивного РСА позволяют, в частности, осуществлять обзор полюсов Земли. Оба РСА допускают электронное управление лучом. Проведено моделирование орбит для прожекторного и маршрутного режимов съёмки. Промоделирован синтез изображения в S и X диапазонах с учетом ряда искажающих факторов, таких как ошибки данных навигации обоих носителей, априорно неизвестные различия и флуктуации несущих частот активного и пассивного РСА, обусловленные использованием разных опорных генераторов, ошибки нацеливания лучей РСА-1 и РСА-2. Рассмотрен и промоделирован алгоритм адаптации (априорной фокусировки), учитывающий совокупное влияние ряда искажающих факторов. Для синтеза выбран алгоритм Омега-КА-М. Исследована как специфика бистатического двухъярусного обзора, так и возможность его математической редукции к моностатическому обзору.

1. Введение

Растущий интерес к бистатическим системам радиолокаторов с синтезированной апертурой (РСА), обусловленный их новыми возможностями, привел к разработке новых методов и режимов съёмки. Одной из перспективных концепций разработки систем дистанционного зондирования Земли является построение системы из полнофункционального активного радиолокатора и одного или нескольких небольших пассивных РСА, двигающихся по согласованным траекториям и работающих в бистатических парах с активным. В частности, Европейским космическим агентством (ЕКА) были осуществлены два запуска спутников с РСА для отработки бистатических систем. Также ЕКА создала спутник-компаньон с пассивным РСА SAOCOM-CS, который работает на прием от активного РСА SAOCOM. В настоящее время в России для решения широкого круга задач обеспечения социально-экономического развития и национальной безопасности страны ведётся разработка геосинхронной космической системы радиолокационного наблюдения ГЕОСАР, включающей высокоорбитальную и низкоорбитальную составляющие. При этом активный РСА размещается на высокой геостационарной или геосинхронной орбите, а пассивные устанавливаются на малых космических аппаратах нижнего яруса, находящихся на круговых орбитах. Эта система имеет ряд преимуществ, таких как лучшая помехозащищённость, скрытность съёмки с низкоорбитального пассивного спутника, а при наличии многочисленной группировки последних – оперативность съёмки и повышенная производительность. Уменьшение стоимости съёмок может быть достигнуто за счёт установки РСА нижнего яруса, имеющих только приёмную систему, на микроспутниках. За рубежом также активно ведутся разработки группировок малых спутниковых РСА. Так, Capella Space планирует развернуть группировку из 36 РСА, Umbra Lab – из 12 РСА на миниспутниках, компания Iseue уже вывела на орбиту 3 из 24 РСА. При этом планируемая оперативность съёмки составляет не более 1 часа, разрешение не хуже 1 м. Реализация бистатической системы связана с решением ряда проблемных вопросов, таких как временная и фазовая когерентность, необходимость повышения точности навигационных данных и разработки новых методов и алгоритмов обработки получаемых радиоголограмм.

2. Адаптивный синтез РЛИ: проблемы и возможности

При синтезе РЛИ в бистатической системе возникают проблемы, обусловленные следующими факторами: скошенностью бистатического обзора; большими интервалами синтеза, на которых закон миграции не разложим в ряд Тейлора; зависимостью опорной функции не только от дальности, но и от азимута; необходимостью адаптации и фокусировки из-за неточности навигационных данных.

При разработке алгоритма синтеза решаются следующие задачи: сведение к боковому обзору, которое достигается компенсацией в законе миграции каждой точки сцены единого линейного слага-

емого, соответствующего миграции центра сцены в момент середины интервала синтеза; сведение эквивалентно-бокового бистатического обзора к моностатическому с тем же законом миграции центра сцены и теми же первыми вариациями закона миграции по горизонтальным евклидовым координатам сцены в окрестности её центра. После перехода к эквивалентному моностатическому обзору переходим в пространство вторичных баллистических величин – законов миграции и их преобразований Лежандра (ПЛ), фигурирующих в фазах опорных функций для синтеза, вариаций ПЛ и фаз опорных функций по прямоугольным горизонтальным координатам сцены, а также коэффициентов Тейлора указанных функций. Получаем, что произвольный бистатический синтез РЛИ формально математически эквивалентен некоторому моностатическому синтезу РЛИ любым корректным алгоритмом двумерно-сверточного типа, требующим знания первых вариаций миграций (фаз опорных функций) и дающим результат в горизонтальных координатах. Проблема невозможности разложения закона миграции в ряд Тейлора на больших интервалах решается представлением законов миграции, преобразования Лежандра и фазовых опорных функций синтеза через вещественные одномерные массивы, что также ускоряет вычисления. Зависимость опорной функции от азимута учитывается путём замены классического преобразования Столта на обобщённое. Проблема неточности навигационных данных решается путём их априорной адаптации, и/или апостериорной дофокусировки.

3. Заключение

Теоретическое исследование и моделирование синтеза РЛИ подтвердили возможность редукции произвольного бистатического обзора к моностатическому. При этом редуцированное семейство законов миграции дальности имеет такую же локальную структуру в первом порядке точности по координатам сцены, что и исходный бистатический обзор.

Практическая ценность алгоритма, основанного на априорной фокусировке (адаптации) РЛИ по восстановленным первичным данным навигации, заключается в возможности использования рядов Тейлора законов миграции дальности и фаз опорных функций вместо массивов, так как законы движения носителей при сделанных предположениях хорошо представимы малым числом векторных членов ряда Тейлора. Ценным моментом также является возможность автоматизации предложенной в работе процедуры адаптации практически для всех конфигураций и режимов съёмки.

Для синтеза во всех ситуациях рекомендуется применение алгоритма Omega-КА-М с представлением фаз опорных функций и их вариаций одномерными массивами.

Показано, что в космических бистатических системах PCA достаточно одного вида фокусировки: априорной (адаптации) или апостериорной.

Список литературы

1. Алексеев С.Б., Лиханский С.Г., Тарасенко А.М. Влияние конфигурации радиолокационной бистатической системы на ее разрешающую способность // *Ural Radio Engineering Journal*, Том 2, Номер 4, 2018 г. стр. 7-19.
2. A. Valentino, D. D'Aria, R. Piantanida, E. De Witte Data Focusing Solutions For Future Spaceborne Bi-static SAR Missions: the SAOCOM-CS// *EUSAR 2018 case*// ISBN 978-3-8007-4636-1 / ISSN 2197-4403 pp.810-815.
3. Massonnet D, Moreira A, Bamler R, Souyris JC, Voice: volumetric interferometry cartwheel experiment, proposal to European Space Agency for a mission to retrieve vegetation structure parameters and above ground forest biomass using a passive polarimetric SAR interferometry cart- wheel configuration, 2002.
4. Krieger, G. (2006, May). Advanced bistatic and multistatic SAR concepts and applications. In *European Conference on Synthetic Aperture Radar (EUSAR)* (pp. 1-101). VDE.
5. Gebert, N., Dominguez, B. C., Davidson, M. W., Martin, M. D., & Silvestrin, P. (2014, June). SAOCOM-CS-A passive companion to SA- OCOM for single-pass L-band SAR interferometry. In *EUSAR 2014; 10th European Conference on Synthetic Aperture Radar; Proceedings of* (pp. 1-4). VDE.
6. A. Meta, C. Trampuz, A. Coccia, S. Placidi, I. Hendriks, M. Davidson, D. Schuettmeyer Bistatic Airborne SAR Acquisitions at L-Band by MetaSensing: First Results// *EUSAR 2018 case*//ISBN 978-3-8007-4636-1 / ISSN 2197-4403 pp.1368-1372.
7. J. Elgy, D. Andre, I.L. Morrow, M. Finnis Remote Determination of Building Material Characteristics Using Asymmetric Bi-static Radar Geometries// *EUSAR 2018 case*// ISBN 978-3-8007-4636-1 / ISSN 2197-4403 pp.843-846.
8. Алексеев С.Б., Лиханский С.Г. Лепёхина Т.А., Николаев В.И. Алгоритм синтеза радиолокационного изображения наземной обстановки в PCA при самолетном бистатическом обзоре // *Материалы VIII Всероссийской научно-технической конференции «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем МЭС-2018»* г. Москва, Зеленоград 01-05 октября 2018 г.стр. 127-134
9. Алексеев С.Б., Лиханский С.Г. Исследование влияния взаимного движения носителей на качество радиолокационного изображения в бистатической системе PCA // *Материалы 28-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» КрыМиКо 2018*, г. Севастополь, 09-15 сентября 2018 г. стр.1591-1597.
10. Mittermayer J., Moreira A., Loffeld O. High Precision Processing of Spotlight SAR Data Using the Extended Chirp Scaling Algorithm. *EUSAR'98*, pp. 561-564, Friedrichshafen, Germany, May 1998.

Минимизация влияния искажений фазоманипулированных сигналов в приёмо-передающих трактах радиолокаторов на эффективность их согласованной и подоптимальной обработки

¹ Фридман Л. Б., ² Сеницын Е. А.

¹ НПК «ТИМ»

г. Санкт-Петербург, 195027, пр. Шаумяна, д.4, корп.1, Лит. А, офис 216, Российская Федерация
lenya2002@bk.ru

² НТЦ АО «Челябинский радиозавод «Полет»

г. Санкт-Петербург, 194223, ул. Курчатова, д.9, Российская Федерация

Аннотация: Выполняется анализ влияния искажений сигналов с фазовой манипуляцией в приёмо-передающих трактах радиолокаторов на эффективность их согласованного и подоптимального сжатия. При этом в качестве искажений рассматриваются снижение амплитуды зондирующих импульсов (скос импульса), а также наличие отражений радиоимпульсов в тракте. В качестве сигналов с фазовой манипуляцией рассматриваются двоичные и полифазные коды Баркера, «оптимальные» коды, а также различные виды кодов с законом фазовой манипуляции, аналогичным линейной частотной модуляции. С учётом выполненного анализа даются рекомендации по выбору пары «зондирующий сигнал – фильтр сжатия» с целью минимизации влияния искажений сигнала.

1. Введение

В современных первичных радиолокационных станциях широко применяются сложные зондирующие радиоимпульсы с фазовой манипуляцией и последующей обработкой (сжатием) отраженных сигналов. При обработке таких сигналов решение проблемы обеспечения максимальной дальности действия радиолокатора (при сохранении разрешающей способности по дальности) является одной из наиболее важных задач.

Сжатие сигналов с фазовой манипуляцией (ФМ сигналов) обычно осуществляется при помощи согласованного (оптимального) фильтра [1]. Однако пиковый уровень боковых лепестков (УБЛ), возникающих на выходе согласованного фильтра, в некоторых случаях оказывается недопустимо высоким. В связи с этим с целью снижения УБЛ применяют подоптимальные фильтры сжатия. В [2] был предложен метод подавления боковых лепестков при помощи подоптимального фильтра. При использовании такого фильтра при сжатии ряда ФМ сигналов снижение отношения сигнал/шум (ОСШ) относительно согласованного фильтра оказалось незначительным [2].

2. Теория

Импульсная характеристика (ИХ) подоптимального фильтра

$$\lambda(n) = h_{dec}(n) * p(-n) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} p(-j) h_{dec}(n-j), \quad (1)$$

где $*$ обозначает свёртку; $n = -\infty, \dots, \infty$, $h_{dec}(n) = F^{-1} \left\{ \frac{1}{F\{h_c(n)\}} \right\}$; F и F^{-1} - операторы соответ-

ственно прямого и обратного дискретных преобразований Фурье; $h_c(n) = \sum_{i=0}^{n_B-1} a_i \delta(n - in_s)$ - ИХ кодирующего фильтра; $a_i = \pm 1$; $\delta(n)$ - дельта-функция; n_s - количество дискрет в одном элементе кода

фазовой манипуляции; n_B - количество элементов кода; $p(n) = \sum_{i=0}^{n_B-1} \delta(i-n)$ - элементарный импульс.

$\kappa(n)$ принимает нулевые значения при $n < 0$ и при $n > n_s(n_B - 1)$.

ИХ стандартного согласованного фильтра является зеркальным отражением ФМ сигнала, т.е.

$$\mu(n) = \kappa(-n) = h_c(-n) * p(-n), \quad n = -\infty, \dots, \infty. \quad (2)$$

В данной работе выполнен анализ влияния искажений в приёмо-передающих трактах радиолокаторов на эффективность сжатия ФМ сигналов. При этом в качестве искажений рассматриваются снижение амплитуды зондирующих импульсов (скос импульса), а также наличие отражений радиоимпульсов в тракте (из-за того, что величина коэффициента стоячей волны превышает единицу).

Если фильтр сжатия рассчитан на сигнал без искажений, то его параметры не будут соответствовать принимаемому сигналу. В результате, будет иметь место снижение эффективности сжатия ФМ сигнала, в частности, повышение УБЛ и снижение ОСШ [3, 4]. Указанное снижение эффективности сжатия можно наблюдать при сравнении рис. 1 и 2. Как следует из рис. 1, при использовании подоптимального фильтра [2] боковые лепестки на выходе фильтра оказались полностью подавлены (идеализированный случай, характеризующийся отсутствием искажений в приёмо-передающем тракте). Как следует из рис. 2, при наличии искажений ФМ сигнала, на выходе подоптимального фильтра образовались боковые лепестки, уровень которых составил порядка минус 20÷27 дБ, что практически соответствует УБЛ при согласованном сжатии данного сигнала.

В данной работе выполнен сравнительный анализ влияния искажений сигнала в приёмо-передающем тракте на эффективность согласованного и подоптимального сжатия при использовании различных ФМ сигналов. При этом в качестве ФМ сигналов рассматривались двоичные и полифазные коды Баркера, «оптимальные» коды [5], а также различные виды кодов с законом фазовой манипуляции, аналогичным линейной частотной модуляции [1].

С учётом выполненного анализа даны рекомендации по выбору пары «ФМ сигнал – фильтр сжатия» с целью минимизации влияния искажений сигнала.

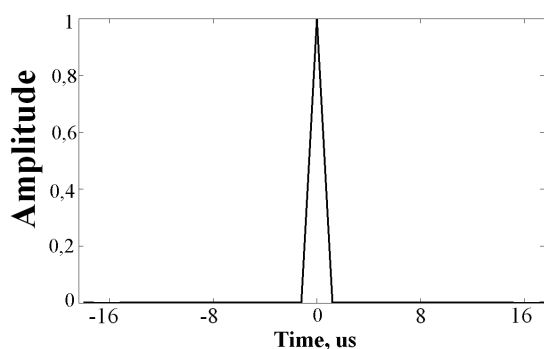


Рис. 1. Выходной сигнал подоптимального фильтра при отсутствии искажений

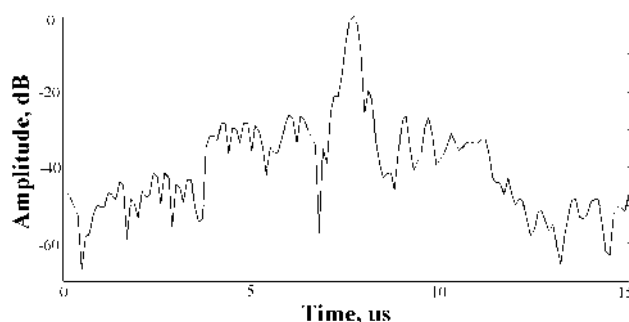


Рис. 2. Выходной сигнал подоптимального фильтра при наличии искажений в приёмо-передающем тракте

3. Заключение

Искажения фазоманипулированного сигнала в приёмо-передающем тракте радиолокатора, вызванные снижением амплитуды зондирующих импульсов (скос импульса) и наличием отражений радиоимпульсов в тракте, приводят к значительному снижению эффективности сжатия сигнала. При этом снижение эффективности проявляется прежде всего в повышении уровня боковых лепестков на выходе фильтра сжатия (до минус 20 дБ и более в зависимости от параметров сигнала и величины искажений).

Выполнен сравнительный анализ влияния искажений различных фазоманипулированных сигналов на эффективность согласованного и подоптимального сжатия. Результаты выполненного анализа позволили дать рекомендации по выбору пары «зондирующий сигнал – фильтр сжатия», позволяющие значительно снизить влияние искажений фазоманипулированного сигнала.

Список литературы

1. Levanon N., Mozeson E. Radar signals. John Wiley & Sons, Inc., 2004. 411 p.
2. Lehtinen M., Dantie B., Nygren T. Optimal binary phase codes and sidelobe-free decoding filters with application to incoherent scatter radar // *Annales Geophysicae*. 2004. T. 22. С. 1623–1632.
3. Фридман Л. Б., Матвеев С. А., Синицын В. А., Синицын Е. А., Страхов С. Ю. Методы, алгоритмы и устройства обработки сложных фазоманипулированных радиолокационных сигналов для первичных радиолокационных станций. СПб : Издательство БГТУ «Военмех» им. Д.Ф. Устинова, 2018. 220 с.
4. Fridman L. B., Ershov G. A., Sinitsin E. A., Myasnikov S. A., Perelomov V. N. Compression of phase-shift keyed signals by means of the mismatched sidelobe-free filter with application to coherent pulse radar // *Proc. of 14th European Radar Conference (EuRAD)*. (Nuremberg, Germany, Oct. 11–13, 2017). — С. 235–238.
5. Dantie B., Lehtinen M., Orispaa M., Vierinen J. Optimal long binary phase code-mismatched filter pairs with applications to ionospheric radars // *Bulletin of the Astronomical Society of India*. 2007. T. 35. С. 619–623.

Дистанционный радиометрический измеритель влажности почвы

Сидоров И. А.

МГТУ им. Н. Э. Баумана, Москва, Российская Федерация
igorasidorov@yandex.ru

Аннотация: Представлен новый упрощенный способ измерения влажности и температуры почвы с борта беспилотного летательного аппарата при помощи двухполяризационного микроволнового радиометра L-диапазона. Рассмотрена возможность упрощения антенной системы радиометра за счет отказа от прямого измерения радиояркостной температуры по надирному каналу и замена его расчетом по данным измерений на вертикальной и горизонтальной поляризациях при визировании под углом поверхности.

1. Введение

Потребности современного сельского хозяйства в интенсификации производства и развитии современных технологий цифрового земледелия требует оперативного получения точной и полной информации о состоянии почвогрунтов при выращивании сельскохозяйственных культур. Поэтому **актуальна** задача дистанционного определения влажности и поверхностной температуры почвогрунтов. Один из путей решения поставленной задачи – применение двухполяризационного СВЧ-радиометра, установленного на борту беспилотного летательного аппарата [1-3]. Поскольку эксплуатация беспилотного летательного аппарата малого класса, с полезной нагрузкой до пяти килограмм, существенно дешевле, чем при использовании тяжелых беспилотных летательных аппаратов, то и задача уменьшения массогабаритных параметров бортового радиометра является актуальной.

Цель статьи – продемонстрировать возможность уменьшения массогабаритных характеристик бортового СВЧ-радиометра за счет упрощения антенной системы, благодаря отказу от прямого измерения радиояркостной температуры по надирному каналу, то есть при визировании строго по вертикали, с заменой его расчетом по данным измерений на вертикальной и горизонтальной поляризациях.

2. Дистанционное измерение влажности почвы

Известный способ дистанционного измерения влажности и температуры почвы, при котором микроволновый радиометр, размещенный на борту беспилотного летательного аппарата, измеряет радиояркостные температуры подстилающей поверхности одновременно на двух поляризациях - вертикальной и горизонтальной, при визировании под углом к вертикали, обычно от 30 до 45 градусов, и при визировании в надир, то есть строго по вертикали [4]. Используя измеренные значения радиояркостных температур, решаются уравнения Френеля для определения действительного и мнимого значения диэлектрической проницаемости и температуры почвы. По действительной части диэлектрической проницаемости почвы вычисляется ее влагосодержание. При использовании однополяризационного радиометра для накопления необходимых для расчетов данных приходилось трижды пролетать над одним участком местности, закрепляя радиометр так, чтобы измерять яркостную температуру сначала на вертикальной, потом на горизонтальной поляризациях и при визировании в надир. Такой способ имеет ряд недостатков и от него отказались. Альтернативой является использование двухполяризационного радиометра, способного одновременно за один пролет определять все три яркостные температуры. Это достигается благодаря особой конструкции антенной системы. В качестве антенной системы применяется антенная решетка с системой сумматоров и фазовращателей для управляемого отклонения луча, так чтобы можно было бы направлять луч по вертикали или под углом к вертикали. [5].

3. Расчет яркостной температуры надирного канала

Анализ расчетов яркостных температур по формулам Френеля показывает, что значение температуры по надирному каналу T_N близко к среднему арифметическому величин T_V и T_H температур по каналам вертикальной и горизонтальной поляризаций. Расчет показывает, что в диапазоне углов визирования θ от 0 до 45 градусов величина T_N отличается от среднего арифметического T_V и T_H не более чем на 2% во всем диапазоне возможных значений диэлектрической проницаемости почвы и температуры поверхности почвы. Для более точного вычисления T_N необходимо вычислять как средневзвешенное величин T_V и T_H по формуле (1).

$$T_N = \frac{a(\Theta) \cdot T_V + T_H}{2} \quad (1)$$

где $a(\theta)$ – весовой коэффициент, который может быть вычислен по формулам Френеля. График зависимости весового коэффициента от угла визирования представлен на рис.1.

Отказ от прямого измерения яркостной температуры по надирному каналу и замена его расчетным значением позволяет отказаться от фазовращателей, упростить антенную систему и уменьшить ее массогабаритные характеристики.

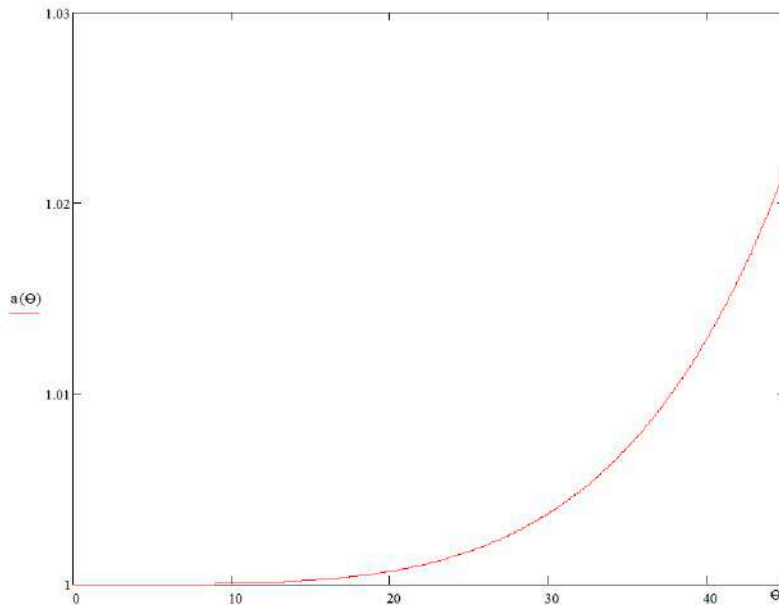


Рис. 1. График зависимости весового коэффициента от угла визирования

4. Заключение

В результате проведенного исследования можно сделать следующие **выводы**:

- возможно дистанционное измерение влажности и температуры почвы при помощи малогабаритного двухполяризационного микроволнового радиометра без использования прямого измерения по надирному каналу;
- отказ от прямого измерения радиояркостной температуры по надирному каналу позволяет уменьшить массу и габариты антенной системы радиометра.

Список литературы

1. Сидоров И.А., Солдатенко А.П., Гудков А.Г., Леушин В.Ю., Новичихин Е.П. . Результаты натурных экспериментов по мониторингу гидрологической обстановки вдоль автомобильных дорог многочастотной поляризметрической системой СВЧ-радиометров // Машиностроитель, Том 84, Выпуск 12, 2015г., стр.46-55 ISSN 0025-4568.
2. Шутко А.М., Новичихин Е.П., Маречек С.В., Плющев В.А., Сидоров И.А., Бирюков Е.Д., Решиков А.Д., Хаарбринк Р. Поляризметрическая система из двух СВЧ-радиометров типа «Ранет-21»». // «Радиотехника». 2013. № 1. С. 123-126.
3. Сидоров И.А., Плющев В. А., Новичихин Е.П., Гудков А.Г. Результаты натурного эксперимента по измерению влажности почвы с помощью СВЧ-радиометрического приемника с борта беспилотного летательного аппарата. // Материалы 26-Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» 6-12 сентября 2016, Севастополь, Крым, Россия, Том 10, стр. 2301-2307.
4. Alexandr Gudkov, Vitaly Leushin, Svetlana Agasieva, Igor Sidorov. Bipolarization L-band microwave radiometer// ITM Web of Conferences 30, 15028(2019) [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.itm-conferences.org/articles/itmconf/abs/2019/07/itmconf_crimico2019_15028/itmconf_crimico2019_15028.html
5. Плющев В. А., Сидоров И.А. Радиометр влагомер // Патент РФ № 2695764 Приоритет от 12.02.2018. Класс МКИ G01N22/04.

Юрий Борисович Гимпилевич — ученый и организатор науки (к 70-летию со дня рождения)

Афонин И. Л., Ермолов П. П.

Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация
p.p.yermolov@mail.ru

Аннотация: Рассмотрен творческий и жизненный путь директора Института радиоэлектроники и информационной безопасности Севастопольского государственного университета, доктора технических наук, профессора Юрия Борисовича Гимпилевича.

1. Введение

Вехи творческого и жизненного пути директора Института радиоэлектроники и информационной безопасности Севастопольского государственного университета, доктора технических наук, профессора Юрия Борисовича Гимпилевича отражены в работах [1—5], наиболее полно — в публикации [6], в которой охвачен период до 2015 г. В настоящей работе делается акцент на периоде 2015—2020 гг.

2. 1950—1974 гг.

Родился Юрий Борисович 16 апреля 1950 года в Ворошиловградской (Луганской) области. До 1961 года проживал с родителями в городе Исфара Ленинабадской области (Таджикистан). В 1961 году вся семья переехала на постоянное место жительства в Крым, где Юрий Борисович окончил среднюю школу № 10 города Ялты с серебряной медалью. В 1967 году поступил в Севастопольский приборостроительный институт (СПИ), который в 1972 году окончил с отличием. По распределению был направлен в конструкторское бюро радиотехнического завода Министерства судостроительной промышленности в город Серпухов Московской области, где трудился в должности инженера до ноября 1974 года. Продуктивная производственная деятельность, благодаря неугасающей энергии Юрия Борисовича, совмещалась с общественной работой. Так с 1972 по 1974 года он являлся заместителем председателя Серпуховского городского совета молодых ученых, членом комиссии, занимающейся вопросами развития научно-технического творчества молодежи (НТТМ) Московского областного комитета комсомола, членом бюро комитета ВЛКСМ радиозавода, председателем совета молодых специалистов радиозавода.



3. 1974—2006 гг.

В период с 1977 по 1979 гг. Юрий Борисович работал старшим научным сотрудником кафедры теоретических основ радиотехники СПИ, в 1979 году был избран ассистентом, в 1980 г. — доцентом кафедры. Плодотворную учебную работу Ю. Б. Гимпилевич всегда успешно сочетал с научно-исследовательской деятельностью. Основными направлениями, определившими круг научных интересов юбиляра, стали: контроль и диагностика параметров радиотехнических систем, микроволновые измерения, разработка методов анализа сигналов и цепей.

Интенсивная научная работа (только за период с 1985 по 2003 гг. Юрий Борисович являлся ответственным исполнителем пяти хозяйственных НИР и научным руководителем трех НИР, связанных с разработкой и исследованием радиоизмерительных средств СВЧ-диапазона) завершилась успешной защитой в 2005 г. докторской диссертации в Харьковском национальном университете радиоэлектроники по специальности «радиотехнические и телевизионные системы». С 1 сентября 2004 г. Юрий Борисович избран заведующим кафедрой радиотехники и телекоммуникаций СевНТУ, 20 апреля 2006 г. ему присвоено ученое звание профессора.

4. 2006—2015 гг.

В этот период Ю. Б. Гимпилевич является членом редколлегии научных сборников: «Научные труды Академии ВМС им. П. С. Нахимова», «Вестник СевНТУ. Серия информатика, электроника,

связь», «Радиотехника», «Техника и приборы СВЧ», руководителем и членом организационных и программных комитетов ряда конференций, в том числе «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (с 1991 г.), «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций» и др.

Кафедра радиотехники и телекоммуникаций в эти годы сотрудничала с рядом отечественных и зарубежных компаний, в т. ч. компанией «MELEXIS» (Бельгия), компанией LEDS (г. Торонто, Канада), компанией «WAVES AUDIO Ltd.» (Тель-Авив, Израиль), научно-техническим центром «MARMARA» (Турция), исследовательским центром «ASTRON» (Голландия). Детали этого сотрудничества отражены в [6].

5. 2015—2020 гг.

В 2015 г. Ю. Б. Гимпилевич назначен директором Института радиоэлектроники и информационной безопасности (ИРИБ) Севастопольского государственного университета, реорганизованного 2014 г. на основе Севастопольского национального технического университета. В 2016—2017 гг. исполнял обязанности проректора по научной работе и инновационной деятельности СевГУ. В состав ИРИБ вошли четыре кафедры: «Радиоэлектроника и телекоммуникации», «Информационная безопасность», «Электронная техника» и «Физика». В 2018 г. на базе кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» была организована базовая кафедра «Инновационная радиоэлектроника», также вошедшая в состав института.

92 преподавателя института (10 профессоров, 51 доцент, 18 старших преподавателей, 13 преподавателей и ассистентов ведут подготовку бакалавров, магистров и специалистов по направлениям:

- 03.03.02 «Физика» (бакалавриат и магистратура);
- 10.03.01 «Информационная безопасность» (бакалавриат и магистратура);
- 10.05.01 «Компьютерная безопасность» (специалитет);
- 11.03.01 «Радиотехника» (бакалавриат и магистратура);
- 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» (бакалавриат и магистратура);
- 11.03.03 «Конструирование и технология электронных средств» (бакалавриат);
- 11.03.04 «Электроника и нанoeлектроника» (бакалавриат и магистратура);
- 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы» (специалитет).

6. Научные достижения, общественная деятельность, награды

Ю. Б. Гимпилевич — автор и соавтор более 250 научных работ, 22 авторских свидетельств, одного патента РФ и шести патентов Украины, трех монографий и учебного пособия с грифом Министерства образования и науки Украины.

Юрий Борисович постоянно занимается подготовкой научных кадров, осуществляя руководство докторантурой и аспирантурой по двум научным направлениям. Им подготовлены доктор технических наук Широков И. Б. и кандидаты технических наук Смаилов Ю. Я., Вертегел В. В., Савочкин Д. А. Представлена к защите работа Зебека С. Е.

В 2008 году решением ректората СевНТУ за высокие достижения в труде портрет Юрия Борисовича Гимпилевича был помещен на Доску почета г. Севастополя.

В 2019 г. Ю. Б. Гимпилевич избран председателем Профессорского собрания г. Севастополя.

7. Заключение

Плодотворная деятельность ученого и организатора науки Юрия Борисовича Гимпилевича заслуживает более детального исследования.

Список литературы

1. [О Ю. Б. Гимпилевиче] / Трощенко В. И. // Севастопольский национальный технический университет, 1951—2005. Очерки становления и развития. Севастополь, 2005. С. 120.
2. Кафедра радиотехники СевНТУ: научные достижения и перспективы // Вести. 2008. 28 марта.
3. Наши студенты зарабатывают своим умом / беседа с Ю. Гимпилевичем // Жизнь в Севастополе. 2008. 3 мая.
4. [К 60-летию Ю. Б. Гимпилевича] // Вимірюв. та обчислюв. техніка в технолог. процесах. Хмельницький, 2010. № 1. С. 177—178.
5. К 60-летию профессора Гимпилевича Юрия Борисовича // 20-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», 13—17 сентября 2010 г., Севастополь, Крым, Украина : КрыМиКо'2010 : материалы конф. — Севастополь [и др.], 2010. — Т. 1. — С. К.
6. Гимпилевич Юрий Борисович (к 65-летию со дня рождения) : биобиблиогр. указ. / М-во образования и науки РФ, ФГБОУ ВПО «Севастоп. гос. ун-т», Науч. б-ка ; [сост. и авт. вступ. ст. Афонин И. Л.]. Севастополь : Вебер, 2015. — 82 с.

Антенна VOR

Жданов Б.В., Войтович Н.И.

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

Россия, 454080, г. Челябинск, проспект Ленина, 76

boris.z@inbox.ru

Аннотация: В докладе рассмотрено исторически первое техническое решение по созданию антенны с вращающейся диаграммой направленности, используемое в угломерной радиотехнической системе ближней навигации VOR.

1. Введение

VOR (Very high frequency Omni directional radio Range), ныне действующая радиотехническая система, была разработана в 30-40 годы прошлого века в США, утверждена в качестве международной системы ближней навигации Международной Организацией Гражданской Aviации (ИКАО) в 1948 году. Несмотря на почтенный возраст, эта система и по сей день является основой для навигационного обеспечения полетов самолетов над сухопутными территориями земли (В СССР, а ныне в РФ, VOR используется наряду с отечественной системой ближней навигации — РСБН).

В системе VOR, по сути, на заре развития радиоэлектроники, были реализованы выдающиеся по тому времени технические решения в части формирования сигналов со сложной формой модуляции и созданию антенны с вращающейся электронным способом диаграммой направленности (ДН). Так в качестве опорного сигнала — сигнала «постоянной фазы» использовался сигнал с амплитудной модуляцией, в которой индекс глубины модуляции в свою очередь представлял частотно модулированный сигнал на поднесущей частоте. В настоящем докладе рассмотрим оригинальный метод электронного сканирования ДН антенны VOR.

2. Принцип работы VOR

Радиомаяк VOR [1] формирует в пространстве два сигнала: сигнал «переменной фазы» и сигнал «постоянной фазы». Сигнал «переменной фазы» в бортовом приемнике имеет вид высокочастотного сигнала, модулированного тоновым сигналом Ω , начальная фаза колебаний которого зависит от угла между направлением на «север» и направлением на радиомаяк. Сигнал «постоянной фазы» индицируется в бортовом приемнике в отдельном канале также в виде АМ колебания тоновым сигналом на той же самой частоте, однако его начальная фаза колебаний постоянна.

Разность фаз этих модулирующих колебаний задает пилоту значение информационного параметра — угла между направлениями на «север» и на радиомаяк VOR. С учетом данных дальномерного канала и известных координат маяка VOR можно однозначно определить пространственное положение самолета.

3. Диаграммы направленности сигнала переменной фазы и сигнала постоянной фазы

ДН для сигнала «переменной фазы» $F(t, \varphi)$ имеет следующий вид:

$$F_1(t, \varphi) = 1 + \cos(\Omega t - \varphi) \quad (1)$$

где Ω - круговая частота вращения ДН антенны,

φ — угол между направлением на «север» и направлением на самолет. При этом начало сканирования ($t=0$) задается в момент прохождения максимума ДН в направлении на «север» ($\varphi=0$).

ДН сигнала постоянной фазы имеет вид:

$$F_2(t, \varphi) = 1 \quad (2)$$

Для реализации ДН (1), (2) требовалось создать антенну с вращающейся ДН (второе слагаемое в (1)) и антенну с круговой ДН.

Первоначально предполагалось, что вращающуюся ДН можно реализовать путём механического вращения электрического диполя. Даже была выбрана частота вращения, а именно, 30 Гц, которая соответствовала частоте вращения классического асинхронного двигателя с частотой 1800 оборотов в минуту (промышленная сеть в США имеет частоту 60 Гц). Однако позднее был реализован проект с вращением ДН антенны электронным способом.

4. Вращающаяся ДН

Для ее реализации использовалось 4 излучающих элемента с круговой ДН, которые располагались в вершинах квадрата и образовывали две ортогонально ориентированные двухэлементные антенные решетки из диагональных излучателей. Каждая диагональная пара излучателей запитывалась противофазно, так что их ДН имеют следующий вид:

$$F_{11}(\varphi) = \sin(kd \cos(\varphi)) \quad (3)$$

$$F_{22}(\varphi) = \sin(kd \sin(\varphi)) \quad (4)$$

где k — волновое число, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ (λ — длина волны излучения);

d — половина расстояния между диагональными излучателями.

При этом было выбрано значение d , которое обеспечивало выполнение условия $kd \ll 1$, так что в (3) и (4) можно было перейти к приближенному виду ненормированных ДН:

$$F_{11}(\varphi) \approx kd \cos(\varphi) \quad (5)$$

$$F_{22}(\varphi) \approx kd \sin(\varphi) \quad (6)$$

Для формирования вращающейся ДН эти две антенные решетки запитывали сигналами боковых частот:

$$U_1(t) = \cos(\Omega t) \cos(\omega t) \quad (7)$$

$$U_2(t) = \sin(\Omega t) \cos(\omega t) \quad (8)$$

где: ω — круговая частота несущей.

В пространстве будет формироваться сигнал «переменной фазы» $U_{\Sigma}(t, \varphi)$ как сумма сигналов (7) и (8) с учетом ДН (5) и (6):

$$U_{\Sigma}(t, \varphi) = U_1(t) F_{11}(\varphi) + U_2(t) F_{22}(\varphi) = \\ = kd [\cos(\Omega t) \cos(\varphi) + \sin(\Omega t) \sin(\varphi)] \cos(\omega t) = kd \cos(\Omega t - \varphi) \cos(\omega t) \quad (9)$$

Таким образом, получилась антенна с вращающейся ДН (1).

Антенна с круговой ДН

Антенна с круговой ДН (2) была создана из этих же 4-х излучающих элементов. При этом также использовались диагональные решетки, но запитанные синфазно:

$$F_{11}^{\Sigma}(\varphi) = \cos(kd \cos(\varphi)) \quad (10)$$

$$F_{22}^{\Sigma}(\varphi) = \cos(kd \sin(\varphi)) \quad (11)$$

С учетом $kd \ll 1$, (10) и (11) представим в приближенном виде:

$$F_{11}^{\Sigma}(\varphi) = 1 - 0,5 (kd \cos(\varphi))^2 \quad (12)$$

$$F_{22}^{\Sigma}(\varphi) = 1 - 0,5 (kd \sin(\varphi))^2 \quad (13)$$

Эти две антенные решетки запитываются одинаковыми по амплитуде сигналами, так что результирующая ДН $F^{\Sigma}(\varphi)$ будет иметь следующий вид:

$$F^{\Sigma}(\varphi) = F_{11}^{\Sigma}(\varphi) + F_{22}^{\Sigma}(\varphi) = 2 - 0,5 (kd)^2 \quad (14)$$

Таким образом, получилась антенна с круговой ДН.

Заключение

Представленный пример замечательного технического решения по созданию антенны с вращающейся ДН основан на совместном использовании специальной формы сигналов и простейших двухэлементных антенных решеток. В дальнейшем, с развитием техники антенно-фидерных устройств, сложные, в том числе и сканирующие антенны, проектируют уже без привлечения специальных видов модуляции сигналов. Данный пример показывает полезность более широкого взгляда на отдельные радиотехнические задачи и возможности продуктивного сочетания технических решений из различных разделов радиоэлектроники.

Список литературы

1. Авиационная радионавигация. А.А. Сосновский, И.А. Хаймович. Справочник. Под редакцией А.А. Сосновского - М.: Транспорт. 1990г.-264с.

Катодно-лучевые технологии и изобретение выпрямителя Венельта

Пестриков В. М.

Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения
Россия, 191119, Санкт-Петербург ул. Правды 13
pvm205@yandex.ru

Аннотация: Феномен разряда электричества через разреженные газы изучался с начала восемнадцатого века. Во второй половине XIX века разряд электричества через газ стал темой интенсивных исследовательских экспериментов, прежде всего в Германии. Разрядные трубки и насосы, изобретенные И. Гейслером в 1850-х годах, и индукционная катушка, усовершенствованная Г. Румкорфом примерно в то же время, позволили многим физикам экспериментировать с катодными лучами. В статье рассмотрены значимые исследования по катодным лучам, которые способствовали изобретению выпрямителя Венельта.

1. Введение

Некоторые из основных открытий, сделанных в физике в начале так называемой Второй научной революции, в конце 19-го века, имели общий элемент. Прямым или косвенно общим элементом во всех этих открытиях был эксперимент по электрическим разрядам в газах. Обнаружение катодных лучей было следствием исследования разряда электричества через разреженные газы. Это последнее явление, которое изучалось с конца 17-го века и привело к дальнейшему развитию электроники, особенно с изобретением трубки Браун.

Многие увлечённые наукой люди внесли свой вклад в её развитие с помощью экспериментов и технологических факторов. Стеклоянная трубка, разработанная и изготовленная Иоганном Генрихом Вильгельмом Гейслером (нем. *Johann Heinrich Wilhelm Geissler*, 26.05.1815 - 24.1.1879) для наглядной демонстрации электрического разряда, способствовала не только открытию катодных лучей, но и новаторским разработкам в области электроники и телекоммуникации на протяжении десятилетий.

2. Гейслерова трубка и её развитие

Ученые любители электротехники в начале XIX века постоянно находились в поиске новых впечатляющих экспериментов, которые можно использовать, чтобы сделать электричество видимым. В 1854 году английский бизнесмен и ученый-любитель Джон Гассиот (John Peter Gassiot, 02.04.1797-15.08.1877) изобрел герметичную частично вакуумированную стеклянную трубку с впаянными металлическими электродами для проведения своих обширных исследований электрической искры и наблюдения электрических разрядов в разряженном воздухе, рис.1 [1].

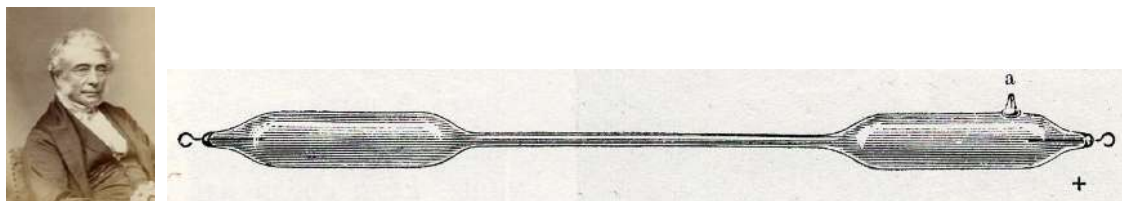


Рис. 1. Джон Гассиот (1865 г.) и его трубка для наблюдения электрических разрядов [1]. 1854 г.

Подобного рода трубками заинтересовался немецкий стеклодув и механик Боннского университета Иоганн Гейслер, когда их увидел у своего брата Фридриха в Амстердаме. Фридрих изготовил трубки, заполненные парами ртути, для голландского математика и физика Фолькерта Симона Мартена ван дер Виллигена¹ (*Volkert Simon Maarten van der Willigen*, 1822–1878).

В 1855 году Иоганн Гейслер изобрел насос, в котором столб ртути действовал как поршень, создавая лучший вакуум, чем это было возможно ранее. Усовершенствованные вакуумные трубки Гейслера сделали возможным исследование катодных лучей. Трубки изготавливались в мастерской научных инструментов, которую Гейслер открыл в Бонне в 1852 году. Позднее эти трубки стали называться газоразрядными трубками, но в большинстве случаев они стали известны как трубки Гейслера, благодаря высокому качеству произведенной продукции.

¹ Виллиген в 1854 году проводил эксперименты с гальванической дугой.

3. Катодная трубка Венельта

Результаты исследований по катодно-лучевым технологиям Ю. Плюккера, И. Гейслера и других ученых начали реализовываться только в конце 19 века, когда профессор Страсбургского университета Карл Фердинанд Браун (нем. *Karl Ferdinand Braun*, 06.06.1850-20.04.1918) представил газоразрядную трубку на основе трубки Крукса под названием «осциллоскоп». С современных позиций это был упрощенный вариант осциллографа, описание которого было опубликовано в 1897 г. [2]. После этого трубка стала называться по фамилии ее изобретателя - «трубка Брауна» (нем., *Braunsche Röhre*).

В этот же период времени другой немецкий физик Артур Венельт (*Arthur Rudolph Berthold Wehnelt*, 04.04.1871-15.02.1944, рис.3.17) проводил целый комплекс экспериментов с катодными трубками Брауна. Наибольший интерес среди работ, проводимых А. Венельтом, представляли эксперименты, относящиеся к усилению потока катодных лучей в трубке Брауна и изучение законов испускания электронов нагретыми телами.

В 1902 году А. Венельт сделал важное усовершенствование катодной трубки, он ввел в трубку цилиндрический электрод, заряженный отрицательно, который потом стали называть «венельт-цилиндр» (*Wehnelt-Zylinder*), по-существу это был подогреваемый катод, рис.2 [3].

Одним из значимых результатов исследований А. Венельта стало изобретение оксидного катода в 1903г. Открытие Венельта нашло практическое применение только через 30 лет при производстве радиоламп для радиоприемников с питанием от электросети переменного тока.

Другим заметным результатом исследований А. Венельта является подача заявки 15 января 1904 года для получения патента на катодную трубку выпрямитель (диод), состоящий из подогреваемого катода и анода, рис.2 [4]. Патент на изобретение «Электромагнитного клапана» (*Elektrisches Ventil*) был получен уже в следующем году. Следует заметить, что в патенте А. Венельт не приводит рисунка самого выпрямительного устройства. В патенте содержится только текст о выпрямлении токов низкой частоты таким устройством, по-существу указан способ осуществления этого процесса. В нем также не имеется указаний на то, что предложенное устройство может быть использовано для обнаружения радиоволн. Это, как известно, сделал, впоследствии, в своих патентах английский физик Амброс Флеминг. К слову, А. Венельт ввел в употребление слово «электроника».

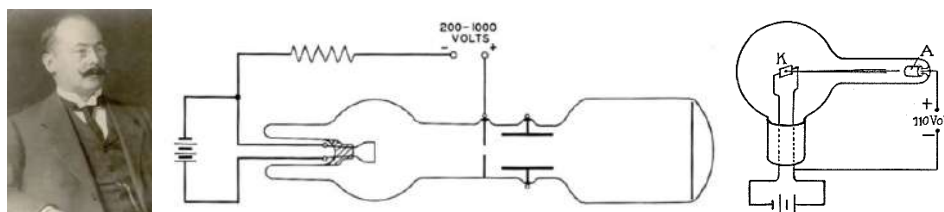


Рис. 2. Артур Рудольф Венельт, катодная трубка Вельнета (1905) и катодная трубка выпрямитель его конструкции. 1904 г.

4. Заключение

Развитие катодно-лучевых технологий позволило указать иной путь к конструированию устройств преобразования переменного тока в постоянный, что позже сыграло немаловажную роль в появлении первой усилительной электронной лампы. Отличие лампы Венельта от вакуумного диода Эдисона, состояло только в конструкции источника испускания электронов, который представлял собой оксидный подогреваемый катод. В то время как общим, что их объединяло, была область применения - выпрямление токов низкой частоты.

Список литературы

1. Лакур П., Аппель Я. Историческая физика. Т. II. Одесса. Mathesis. 1908. С. 375.
2. Braun F. Ueber ein Verfahren zur Demonstration und zum Studium des zeitlichen Verlaufes variabler Ströme//Annalen der Physik und Chemie, Leipzig. 1897. Band 60. S. 552-559.
3. Wehnelt A. Über den Austritt negativer Ionen aus Glühenden Metallverbindungen und damit zusammenhängende Erscheinungen//Annalen der Physik. 1904. Band 14. №8. S.425-468.
4. Wehnelt Arthur. Elektryisches ventil entladungs röhrendiode. Deutsche Patentschrift Nr. 157845. 1 Januar 1905.

Двойной юбилей в АО «Микроволновые системы»

¹Ермолов П. П., ¹Свиридова Е. И., ²Коломийченко В. П., ²Кондратова Е. В.

¹Севастопольский государственный университет

ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация

²Черноморское высшее военно-морское училище имени П. С. Нахимова

ул. Дыбенко, 1а, Севастополь, 299028, Российская Федерация

p.p.yermolov@mail.ru

Аннотация: Рассмотрены два юбилея в АО «Микроволновые системы», одного из отечественных лидеров в области разработки и производства широкополосных СВЧ-усилителей: 15-летие компании и 60-летие одного из инициаторов ее создания — заместителя генерального директора, главного конструктора, кандидата технических наук Андрея Александровича Кищинского. Приведена краткая история компании.

1. Введение

Кроме двух интервью [1, 2], авторами настоящего доклада не обнаружено публикаций, рассматривающих историю компании «Микроволновые системы». Доклад построен как на основе этих публикаций, так и на основе опыта участия одного из авторов в юбилейных мероприятиях.

2. Краткая история компании

Компания была организована 16 декабря 2004 г. Один из основных организаторов компании — А. А. Кищинский в то время работал в Центральном научно-исследовательском радиотехническом институте (сегодня — АО «ЦНИРТИ имени академика А. И. Берга»), руководил направлением разработки широкополосных СВЧ-усилителей мощности. В Советском Союзе этой тематикой занималось несколько крупных организаций электронной промышленности, работало много компетентных специалистов. Но в 1990-х гг. возник вакуум заказов, и большинство этих предприятий сконцентрировалось на других, более востребованных в то время направлениях. А в ЦНИРТИ эта тематика продолжала развиваться благодаря сотрудничеству с одним из научно-исследовательских институтов Китая. В 2004 г. А. А. Кищинский покидает ЦНИРТИ и вместе с небольшой группой коллег организует ЗАО «Микроволновые системы» — компанию, изначально ориентированную на один-единственный продукт для крупного экспортного контракта. Через год разработка была завершена, прошли необходимые испытания, и был начат выпуск изделий, которые успешно поставлялись в течение срока действия этого пятилетнего контракта и, кстати, выпускаются до настоящего времени уже почти 15 лет, найдя свое применение в продукции многих предприятий.

В конце 2007 г. начался новый период развития компании. Помимо создания проектного отдела была передислокация из ЦНИРТИ на завод «Плутон», при этом производственные площади расширились с 200 до 750 м². В июле 2019 г. состоялась передислокация в бизнес-центр «Сокол», при этом площадь увеличилась и на сегодняшний день составляет 1500 м², включая 200 м² чистых комнат класса ISO 7 с инженерными системами.

К настоящему времени в АО «Микроволновые системы» разработано более 120 типов СВЧ-приборов, выполнены десятки ОКР, клиентская база превысила 400 предприятий, а по объемам производства компания вышла на стабильный уровень 2,5—3 тыс. сложных СВЧ-изделий в год. В ближайшее время планируется нарастить мощности по выпуску СВЧ-приборов до 5—6 тыс. шт. в год.

В номенклатуру производимых изделий входят широкополосные СВЧ-усилителей мощности. Эти приборы остаются основными продуктами, но их линейка за годы существенно расширилась. Сейчас перекрываются все востребованные диапазоны с октавными и сверхоктавными полосами частот от 0,5—1 до 18—20 ГГц. Среди этих изделий есть более востребованные, которые производятся сотнями в год; есть и менее востребованные, интересные узкому кругу заказчиков. Это направление приносит компании основной доход. Цитата из интервью [2]: «...в данной области у нас нет конкурентов в России. Однако новизна этой тематики уже практически исчерпана, мы получили практически все основные технические решения и сейчас занимаемся “шлифовкой” характеристик: уменьшаем массу изделий, повышаем их КПД, снижаем себестоимость».

Параллельно компания занимается и другими направлениями. Одним из наиболее успешных среди них стали импульсные усилители. В частности, удалось разработать импульсные усилители со встроенными источниками вторичного питания с очень низким уровнем вносимых фазовых и амплитудных флуктуаций. Это усилители средней мощности — десятки ватт. Но есть и разработки импульсных усилителей спектрально чистого сигнала с мощностью несколько сотен ватт и более. Одна из разработок уже завершена.

3. Андрей Александрович Кишинский

Андрей Александрович Кишинский родился 4 декабря 1959 г. В 1983 г. окончил факультет радиотехнических систем и устройств МИРЭА по специальности радиотехника. В 1992 г. защитил кандидатскую диссертацию по вопросам моделирования нелинейных СВЧ устройств на полевых транзисторах. Заместитель генерального директора — главный конструктор АО «Микроволновые системы». 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 90 научных работ. Награжден знаком «Почетный радист». Член Организационного и Программного комитетов международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо) с 1998 г.

4. Юбилейные мероприятия

Официальная часть юбилейных мероприятий состоялась в Москве в Измайловском гостиничном комплексе, корпус «Гамма», конференц-залы «Москва-1» и «Москва-2» 10 декабря 2019 г. Программа юбилейных мероприятий включала в себя, в частности, доклады специалистов АО «Микроволновые системы» и предприятий-партнеров о направлениях развития компании, новых разработках, новых производственных и технологических возможностях. В числе докладчиков: Гармаш С. В., Исаев С. А., Кишинский А. А., Радченко А. В., Радченко В. В. (АО «Микроволновые системы»), Шестериков Е. В. (ООО «ИСК»), Максименко Д. В. (ПАО «ИРЗ»), Болотов П. Е., Ковалев А. В. (ООО «Рубин»). В тот же день состоялась экскурсия на новое место дислокации по адресу Щелковское шоссе, дом 5, строение I, знакомство с продукцией и производственным процессом в АО «Микроволновые системы». В юбилейных мероприятиях приняли участие около 130 человек из 60 организаций.

5. Заключение

Деятельность АО «Микроволновые системы» и его главного конструктора Андрея Александровича Кишинского заслуживают более детального исследования.

Список литературы

1. Логинова Г. А., Шахнович И. В. Мы делаем то, что умеем делать лучше всех. О производстве широкополосных СВЧ-модулей рассказывают руководители компании «Микроволновые системы»: генеральный директор С. А. Исаев и главный конструктор А. А. Кишинский // Электроника : наука, технология, бизнес. 2009. № 4. С. 10—17.
2. Ковалевский Ю. С., Логинова Г. А. Мы видим, что можем разговаривать с зарубежными компаниями на равных // Электроника : наука, технология, бизнес. 2019. № 9. С. 10—16.



Обложка журнала, в котором опубликовано интервью [2]