



RLNC*2023

18 - 20 апреля 2023 г.

Сборник трудов
XXIX Международной научно-технической конференции
«Радиолокация, навигация, связь»,
посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ

Том 4

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РФ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ВОРОНЕЖСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»
Физический факультет

АО «КОНЦЕРН “СОЗВЕЗДИЕ”»

РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ

*Сборник трудов
XXIX Международной научно-технической конференции,
посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ
(г. Воронеж, 18–20 апреля 2023 г.)*

Т о м 4

Воронеж
Издательский дом ВГУ
2023

УДК 621.37

ББК 32

P15

Радиолокация, навигация, связь : сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции, посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ (г. Воронеж, 18–20 апреля 2023 г.) : в 5 т. / Воронежский государственный университет ; АО «Концерн “Созвездие”». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2023.

ISBN 978-5-9273-3706-4

Т. 4. – 2023. – 457 с.

ISBN 978-5-9273-3710-1

В сборник вошли материалы XXIX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2023), прошедшие рецензирование членами программного комитета конференции. Основной целью конференции является организация взаимодействия научных и научно-технических коллективов для обмена опытом и новыми творческими успехами. Достижение этой цели также способствует внедрению перспективных разработок, имеющих практическое значение для дальнейшего развития промышленности, экономики и научно-технического потенциала России, и развитию творческого потенциала талантливой молодежи, привлечению ее к решению наиболее актуальных производственных, технических и научных задач.

УДК 621.37

ББК 32

ISBN 978-5-9273-3710-1 (т. 4)
ISBN 978-5-9273-3706-4

© Воронежский государственный университет, 2023
© АО «Концерн “Созвездие”», 2023
© Оформление. Издательский дом ВГУ, 2023

СОДЕРЖАНИЕ

Том 1

Пленарные доклады

ИННОВАЦИОННЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕНИЯ ДЛЯ СИСТЕМ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ Д. С. Клюев, А. М. Нещерет, Ю. В. Соколова.....	1
НОВОЕ В НАУЧНЫХ ИССЛЕДОВАНИЯХ В ИНТЕРЕСАХ ЦИФРОВОЙ ТРАНСФОРМАЦИИ А. А. Зацаринный.....	6
Секция 1. Общие проблемы передачи и обработки информации. Цифровая обработка сигналов.	
АНАЛИЗ И ОЦЕНКА БЕЗОПАСНОСТИ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОННОГО ДОКУМЕНТООБОРОТА	
Д. А. Иванов, А. П. Кива, А. А. Ярош	17
АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ КАНАЛОВ КОМПЕНСАЦИИ ПАРАЗИТНОЙ УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИИ ВОЗБУДИТЕЛЕЙ БОРТОВЫХ КОМПЛЕКСОВ СРЕДСТВ СВЯЗИ	
А. В. Леньшин, Т. В. Матуразова, А. Д. Мушин.....	26
АРХИТЕКТУРЫ ДВУХТОЧЕЧНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ С КАНАЛАМИ КОМПЕНСАЦИИ ИСКАЖЕНИЙ ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВОГО МОДУЛЯТОРА	
А. В. Леньшин, М. В. Матуразов, Д. Д. Репин	36
ВЕРИФИКАЦИЯ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ И ПРОВЕРКА РАБОТОСПОСОБНОСТИ ТЕХНОЛОГИИ ШИРОКОПОЛОСНОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ OFDM И БАНКА ФИЛЬТРОВ	
П. Ф. Никишкин	45
ВОССТАНОВЛЕНИЕ ОТСЧЕТОВ РАВНОМЕРНО ДИСКРЕТИЗИРОВАННОГО СИГНАЛА НА ОСНОВЕ АВТОРЕГРЕССИОННЫХ МОДЕЛЕЙ ПРЯМОГО И ОБРАТНОГО ПРОГНОЗИРОВАНИЯ	
В. Н. Якимов.....	51
ВРЕМЕННЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ ПЕРЕСТАНОВОЧНОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ ПРИ ЗАЩИТЕ ДАННЫХ ОТ ОШИБОК	
А. С. Аль-Месри, С. В. Шахтанов	58
ВЫЯВЛЕНИЕ И БЛОКИРОВКА ТЕХНИЧЕСКИХ КАНАЛОВ УТЕЧКИ ИНФОРМАЦИИ НА ОБЪЕКТЕ ИНФОРМАТИЗАЦИИ	
У. К. Зулинов, Д. А. Иванов, В. А. Харькин, К. В. Яцук.....	68

ЗАЩИТА СОВРЕМЕННЫХ СРЕДСТВ РАДИОСВЯЗИ УКВ-ДИАПАЗОНА ОТ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ Э. В. Аведян, Д. А. Иванов, Ю. В. Кандрашов.....	74
ИССЛЕДОВАНИЕ ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ С НЕРАВНОМЕРНО РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СЛУЧАЙНОЙ ФАЗОЙ В ШУМАХ Ю. С. Радченко, С. С. Родионов	83
КИБЕРБЕЗОПАСНОСТЬ БЕСПИЛОТНЫХ АВИАЦИОННЫХ СИСТЕМ И. А. Байгутлина, А. Ю. Замятин	91
КОМПЛЕКСНАЯ ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА ПРИ ОТСУТСТВИИ ШУМОВ В КАНАЛЕ СВЯЗИ А. А. Калининский, В. И. Парфенов	102
МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ СВЯЗИ К. И. Шефер	109
МЕТОДИКА ВЫБОРА ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ЦИФРОВОГО ДЕМОДУЛЯТОРА ЧМ-СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ СИСТЕМЫ ФАПЧ ВТОРОГО ПОРЯДКА ВТОРОГО ТИПА А. В. Гречишкін, Д. Н. Рахманин, А. Е. Рудь, Л. Э. Черноиванов	117
МОДЕЛЬ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПРИЕМА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ХАОТИЧЕСКИХ РАДИОИМПУЛЬСОВ Ю. В. Андреев	128
НЕОРТОГОНАЛЬНОЕ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕ В НИСХОДЯЩЕМ КАНАЛЕ МНОЖЕСТВЕННЫЕ ДОСТУПА В ОБЛАСТИ МОЩНОСТИ В СИСТЕМАХ B5G И 6G А. Исса, А. С. Ишимов, Н. В. Савищенко	137
НЕОРТОГОНАЛЬНЫЙ МНОЖЕСТВЕННЫЙ ДОСТУП В ОБЛАСТИ МОЩНОСТИ В СИСТЕМАХ B5G И 6G А. Исса, А. С. Ишимов, Н. В. Савищенко	145
О ПРОБЛЕМАХ ТЕСТИРОВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ Т. В. Аветисян, И. Я. Львович, Я. Е. Львович, А. П. Преображенский, Ю. П. Преображенский	156
О ТОЧНОСТИ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРА СИГНАЛА С УЧЕТОМ КРАЕВЫХ АНОМАЛЬНЫХ ОШИБОК А. В. Зюльков	163

ОБЕСПЕЧЕНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ УСТОЙЧИВОСТИ ПРОЦЕССА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СЛОЖНОЙ ТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ О. М. Лепешкин, О. А. Остроумов, Н. В. Савищенко, С. П. Тесля	168
ОБЗОР ВОЗМОЖНОСТЕЙ И ПЕРСПЕКТИВ РАЗВИТИЯ ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА МОНИТОРИНГА РАДИООБСТАНОВКИ «РУБЕЖ» С. Н. Горбунов, А. Р. Зайдуллин, В. А. Наумчик, И. А. Омельченко, Н. С. Хрущев	177
ОБНАРУЖЕНИЕ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ МЕЖОБЗОРНОЙ ОБРАБОТКИ В УСЛОВИЯХ НИЗКИХ ЗНАЧЕНИЙ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ-ШУМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ И. С. Ашурков, А. В. Кадыков, Н. А. Лешко, Э. В. Халилов.....	181
ОБОБЩЁННАЯ ОЦЕНКА ПОТЕНЦИАЛЬНОЙ ТОЧНОСТИ ПЕЛЕНГОВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫМ ОБНАРУЖИТЕЛЕМ-ПЕЛЕНГАТОРОМ В УСЛОВИЯХ СЛОЖНОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ОБСТАНОВКИ О. Н. Завалишина, М. П. Сличенко	192
ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА В МНОГОКАНАЛЬНОМ ПРИЕМНОМ УСТРОЙСТВЕ ПРИ ПРИНЯТИИ РЕШЕНИЯ ПО КАНАЛУ С МАКСИМАЛЬНЫМ ЗНАЧЕНИЕМ СИГНАЛА С УЧЕТОМ МАЖОРИТАРНОГО АЛГОРИТМА КОНТРОЛЬНЫХ ПРОВЕРОК А. И. Мордовин, Ю. В. Сидоров, В. И. Шестопалов.....	200
ОЦЕНКА УСТОЙЧИВОСТИ СРЕДСТВ РАДИОСВЯЗИ УКВ - ДИАПАЗОНА Е. Г. Баленко, А. П. Кива, А. Е. Стасюкевич.....	211
ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИИ SDR ДЛЯ ОСУЩЕСТВЛЕНИЯ АТАК НА БЕСПРОВОДНЫЕ СЕТИ С. Н. Горбунов, И. С. Гришин, В. А. Наумчик, И. А. Омельченко, Н. С. Хрущев	218
РАЗРАБОТКА ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО ОБЕСПЕЧЕНИЮ КРИПТОГРАФИЧЕСКОЙ ЗАЩИТЫ КАНАЛА РАДИОУПРАВЛЕНИЯ БПЛА С. П. Андикаев, Д. А. Кошелев, А. А. Ромашов	223
СЛОЖНОСТИ ИДЕНТИФИКАЦИИ И ПРОГНОЗИРОВАНИЯ СМЕРЧЕЙ НА ПРИМЕРЕ ТЕРРИТОРИИ РЕСПУБЛИКИ БЕЛАРУСЬ С. А. Глибчук, Л. И. Коломеец, Д. С. Старых, О. Н. Топтунова, М. В. Хайбуллов	232
СОВРЕМЕННЫЕ ПОДХОДЫ К ОЦЕНКЕ КАЧЕСТВА ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ Ю. С. Ионенков	242

СТРАТЕГИЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ БЕЗОПАСНОСТИ И ПРАВИЛА УПРАВЛЕНИЯ ЗАЩИТОЙ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ	
А. В. Богословский, Е. А. Жидко, С. Н. Разиньков, О. Э. Разинькова.....	248
ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ УСТОЙЧИВОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ В УСЛОВИЯХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ	
Д. А. Иванов, М. В. Русаякин, К. В. Яцук	258
ХАРАКТЕРИСТИКИ КВАЗИПРАВДОПОДОБНОЙ ОЦЕНКИ АМПЛИТУДЫ РАДИОСИГНАЛА ПРОИЗВОЛЬНОЙ ФОРМЫ С НЕИЗВЕСТНОЙ НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ И НЕИЗВЕСТНЫМИ МОМЕНТАМИ ПОЯВЛЕНИЯ И ИСЧЕЗНОВЕНИЯ	
Ю. Э. Корчагин, М. В. Трифонов	268
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ЗАЩИТЫ АКУСТИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ С ПОМОЩЬЮ РЕЧЕПОДОБНОЙ ПОМЕХИ	
И. М. Антоненко, С. А. Вызуллин, О. В. Годовых, С. А. Иванушкин	276
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ	
К. А. Краснинский, П. П. Куренков, А. И. Орехова, Д. Р. Руссо, А. Н. Семёнов	280
Секция 2. Распознавание и обработка изображений.	
ДЕТЕРМИНАЦИЯ ПРИМИТИВА НА КЛАСТЕРИЗОВАННОЙ СЦЕНЕ ПОСРЕДСТВОМ СИНТЕЗА МАТРИЧНЫХ ФИЛЬТРОВ И ГРАДИЕНТНЫХ АЛГОРИТМОВ ОБУЧЕНИЯ	
А. В. Ермоленко, Р. И. Князев, В. М. Полушкин	287
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ 3D-МОДЕЛЕЙ ДЛЯ ОБУЧЕНИЯ СВЕРТОЧНОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ	
Ф. П. Астапенко, И. В. Владимиров, А. А. Ерыгин, С. А. Житенёв.....	296
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННО-МОДУЛИРОВАННЫХ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ В ЗАДАЧАХ ОБНАРУЖЕНИЯ И СЕЛЕКЦИИ ОБЪЕКТОВ НА РАДИОЛОКАЦИОННОМ ИЗОБРАЖЕНИИ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ	
В. Л. Гулько, А. А. Мещеряков	301
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СИСТЕМЫ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ «ОПЕРАТОР» ДЛЯ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОБЪЕКТОВ ПРИ ПОМОЩИ МЕДИАЛЬНОГО ФИЛЬТРА	
С. Н. Горбунов, И. С. Гришин, А. Р. Зайдуллин, В. А. Наумчик, Н. С. Хрущев, В. В. Шатских	305

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРИМЕНИМОСТИ СВЕРТОЧНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ В ОБНАРУЖЕНИИ И РАСПОЗНАВАНИИ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ А. А. Васильченко, И. В. Керимов.....	311
МАТЕМАТИЧЕСКИЕ АЛГОРИТМЫ ПРЕДУПРЕЖДЕНИЯ АВАРИЙНЫХ СИТУАЦИЙ НА ОСНОВЕ ДАННЫХ ВИДЕОКАМЕРЫ Н. А. Андриянов, Д. И. Веселов.....	317
ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО ОПТИЧЕСКОМУ РАСПОЗНАВАНИЮ ОБЪЕКТОВ БОЕВОЙ ОБСТАНОВКИ М. Б. Тляшок, В. О. Хилько, В. П. Хоборова.....	325
ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛИНОМИАЛЬНЫХ СПЛАЙНОВ ДЛЯ ОПТИМИЗАЦИИ ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЯ, ПЕРЕДАВАЕМОГО С БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА А. В. Лубенцов.....	328
СИСТЕМА ИДЕНТИФИКАЦИИ ЛИЧНОСТИ ЧЕЛОВЕКА НА БАЗЕ МОДУЛЯ ESP32-CAM И. С. Бобылкин, А. В. Иванов, А. А. Кузёмкин, А. Д. Туркеев, Д. А. Ямпольский	337
СИСТЕМА МАШИННОГО ЗРЕНИЯ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ И КЛАССИФИКАЦИИ ОБЪЕКТОВ А. Ю. Березин, А. Н. Ерофеев, В. В. Плеве, А. И. Чеботарев.....	344
СОЗДАНИЕ ОБЪЕМНОГО ЗРЕНИЯ РОБОТА НА ОСНОВЕ ДЕТЕКТОРА ОБЪЕКТОВ В РЕАЛЬНОМ ВРЕМЕНИ YOLO А. А. Лукьяненко, В. А. Лукьяненко	352
Секция 3. Системы связи и передачи дискретных сообщений. Мобильная связь. Спутниковые системы связи и передачи информации.	
АВТОМАТИЗАЦИЯ РАСЧЕТОВ ПРИ ОРГАНИЗАЦИИ СЕТИ РАДИОСВЯЗИ НА БАЗЕ СТАНЦИЙ ТРОПОСФЕРНОЙ СВЯЗИ С. Е. Потапов, К. А. Хвостова	360
АКТУАЛЬНЫЕ ЗАДАЧИ ПРИ ОРГАНИЗАЦИИ КАНАЛОВ СВЯЗИ В СЕТЯХ СПЕЦИАЛЬНОЙ СВЯЗИ ВООРУЖЕННЫХ СИЛ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ И ПУТИ ИХ РЕШЕНИЯ Е. В. Андреков, В. И. Галдин.....	366

АНАЛИЗ ВЕРОЯТНОСТИ ПРЕРЫВАНИЯ БЕЗОПАСНОГО СЕАНСА СВЯЗИ БЕСПРОВОДНОЙ СИСТЕМЫ В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВОСТИ И НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ	
К. С. Артёмов, А. С. Гвоздарёв	369
АНАЛИЗ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ НИЗКОПЛОТНОСТНЫХ КОДОВ И КОДОВ РИДА- СОЛОМОНА В ПРИЕМНИКЕ С ИМПУЛЬСНОЙ ПОЗИЦИОННОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ	
М. В. Хорошайлова	379
АППРОКСИМАЦИЯ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК РЕЗУЛЬТАТОВ ОБРАБОТКИ САМОПОДОБНОГО ТРАФИКА В УСТРОЙСТВАХ КОММУТАЦИИ МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ СЕТИ	
С. М. Одоевский, М. И. Рафальская.....	385
ВЛИЯНИЕ ОШИБОЧНОЙ ИНФОРМАЦИИ ОБ ЭЛЕМЕНТАХ КАНАЛЬНОЙ МАТРИЦЫ В МИМО КАНАЛЕ СВЯЗИ НА ХАРАКТЕРИСТИКУ ПРИЕМА	
С. А. Виноградов, С. В. Вовк, С. В. Калинин, Д. В. Мокринский, В. Е. Тоискин	394
КЛАССИФИКАЦИЯ И ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ ПРИКЛАДНОЙ ОБЛАСТИ ЗОНДИРОВАНИЯ	
В. В. Белый, С. А. Луценко.....	400
КООРДИНАТОР БЕСПРОВОДНОЙ СЕТИ ЧАСТОТОЙ 2,4 ГГЦ СТАНДАРТА ZIGBEE ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ УСТРОЙСТВАМИ «УМНОГО ДОМА»	
И. С. Бобылкин, А. В. Иванов, А. А. Кузёмкин, А. С. Самодуров.....	405

Том 2

Секция 3. Системы связи и передачи дискретных сообщений. Мобильная связь. Спутниковые системы связи и передачи информации.

МЕТОД СИНХРОНИЗАЦИИ СЕТИ РАДИОСВЯЗИ Д. В. Пужкин, А. С. Щеголеватых.....	1
МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ИНТЕРВАЛА ВРЕМЕННОЙ КОРРЕЛЯЦИИ ИОНОСФЕРНЫХ ЗАМИРАНИЙ НА ОСНОВЕ РЕЗУЛЬТАТОВ GPS-МОНИТОРИНГА ИОНОСФЕРЫ Н. В. Киселев, Д. А. Михайлов, В. П. Пашинцев, М. В. Песков.....	8
МЕТОДИКА ОБОСНОВАНИЯ ТРЕБУЕМОГО УРОВНЯ СВЯЗНОСТИ СЕТИ ВОЗДУШНОЙ РАДИОСВЯЗИ С ДЕЦЕНТРАЛИЗОВАННЫМ ПРИНЦИПОМ РЕТРАНСЛЯЦИИ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПОТОКОВ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ М. С. Иванов	17
МЕТОДИКА ОЦЕНКИ УСТОЙЧИВОСТИ СРЕДСТВ РАДИОСВЯЗИ УКВ - ДИАПАЗОНА К ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ИМПУЛЬСНЫМ ВОЗДЕЙСТВИЯМ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ С. Н. Ракицкий, В. Б. Сычужников, В. И. Штаненко.....	26
МЕТОДОЛОГИЯ РАЗРАБОТКИ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДЛЯ ОЦЕНКИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ БОРТОВЫХ КОМПЛЕКСОВ СРЕДСТВ СВЯЗИ М. Н. Губарь, В. В. Лебедев, А. В. Леньшин	33
МЕХАНИЗМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ ОШИБОК ДЛЯ ОБОРУДОВАНИЯ ЦИФРОВЫХ ИЕРАРХИЙ К. А. Батенков	45
МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО ВОЗВРАТА БПЛА А. В. Марков, В. П. Хоборова	49
МОДЕЛЬ УСТОЙЧИВОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ В УСЛОВИЯХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ Н. В. Евглевская, С. Н. Ракицкий.....	52
ОБОБЩЕННЫЙ АЛГОРИТМ ЗОНДИРОВАНИЯ РЕТРАНСЛЯТОРА КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА С. А. Луценко.....	63
ОПТИМИЗАЦИЯ ЗОНЫ ОБСЛУЖИВАНИЯ СЕТИ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ Е. Н. Зуев.....	69

ОПТИМИЗАЦИЯ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ДЛЯ LDPC ДЕКОДИРОВАНИЯ В ПОЛЕ ГАЛУА В КАНАЛАХ С ИМПУЛЬСНЫМ ШУМОМ	
М. В. Хорошайлова	75
ОЦЕНКА ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫХ КАНАЛОВ СВЯЗИ В СИСТЕМАХ OFDM	
У. А.-К. Д. Гаиб, В. Г. Карташевский, Е. С. Семенов.....	81
ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ МЕТОДА QUASI-QAM МОДУЛЯЦИИ В ЗАДАЧЕ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ЦИФРОВОГО КАНАЛА СВЯЗИ	
Д. А. Веденькин, А. Ф. Гильфанова	95
ПОВЫШЕНИЕ ДОСТУПНОСТИ РЕСУРСОВ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ КОРПОРАТИВНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЕЕ ПОДВИЖНЫМ ПУНКТАМ УПРАВЛЕНИЯ ПУТЕМ ТРАНСФОРМАЦИИ СТРУКТУРЫ СЕТИ	
А. А. Бобовкин, А. В. Вершенник, И. Ю. Смирнов, Ю. И. Стародубцев	101
ПОДХОД К ОЦЕНКЕ КАЧЕСТВА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ПРОТОКОЛОВ МАРШРУТИЗАЦИИ НА ПАКЕТНОЙ ТРАНСПОРТНОЙ СЕТИ СВЯЗИ	
А. В. Писной	109
ПРЕДЛОЖЕНИЕ ПО РАСЧЕТУ ПОТРЕБЛЯЕМОЙ МОЩНОСТИ АППАРАТНЫХ (СТАНЦИЙ) УЗЛА СВЯЗИ	
М. А. Коротаева, В. П. Хоборова.....	117
ПРОФИЛЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СЛОЖНОЙ ТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ	
А. В. Вершенник, О. М. Лепешкин, М. А. Остроумов, О. А. Остроумов, А. Д. Синюк.....	121
РАДИОСТАНЦИЯ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩАЯ ЭФФЕКТИВНОЕ ПРОТИВОДЕЙСТВИЕ СИСТЕМАМ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ	
О. А. Кудрявцев.....	128
РАДИОТЕХНИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ПОЛЕТОВ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ НА МЕСТНЫХ ВОЗДУШНЫХ ЛИНИЯХ АРКТИЧЕСКОЙ ЗОНЫ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ	
П. В. Колесник	135
РАЗРАБОТКА СИМУЛЯТОРА ДЛЯ ИЗУЧЕНИЯ ПОРЯДКА НАСТРОЙКИ АППАРАТУРЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ	
Е. Ю. Апарина, В. П. Хоборова, Г. С. Хугаев.....	142
РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПОТОКОВ НА ПАКЕТНОЙ ТРАНСПОРТНОЙ СЕТИ СВЯЗИ	
А. В. Писной	146

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ СИСТЕМЫ ВИЗУАЛИЗАЦИИ КОМПЛЕКСА СРЕДСТВ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ УПРАВЛЕНИЯ Ю. В. Кондрашов, А. А. Чусов, И. А. Баталин	155
СПОСОБ КОНТРОЛЯ ВЛИЯНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ НА ПЕРЕДАЧУ ДАННЫХ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ НА ОСНОВЕ СОВМЕСТНЫХ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК Р. Н. Хорошайлов	159
СПОСОБ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ СИСТЕМАМ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ, ОСУЩЕСТВЛЯЮЩИМ РАСПОЗНАВАНИЕ ИНДИВИДУАЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ СИГНАЛОВ, ПУТЕМ ИСКАЖЕНИЯ ФОРМЫ СИГНАЛА О. А. Кудрявцев	166
СПОСОБ СНИЖЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ ИНДИВИДУАЛЬНУЮ СТРУКТУРУ ИЗЛУЧАЕМЫХ СИГНАЛОВ О. А. Кудрявцев	172
ЦИФРОВОЙ ФОРМИРОВАТЕЛЬ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ С РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА МЕТОДОМ ПРЯМОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ А. Ю. Глухов, А. В. Исаев, Д. А. Стародубов	182
Секция 4. Тепловые, лазерно-оптические системы наблюдения и связи.	
ВЛИЯНИЕ РАДИОКАНАЛА НА НАДЕЖНОСТЬ РАБОТЫ ГИБРИДНОЙ РАДИООПТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ С КООПЕРАТИВНЫМ РАЗНЕСЕНИЕМ Р. П. Краснов	188
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МАТРИЦ ЛАЗЕРНЫХ ДИОДОВ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ И ИНФОРМАЦИИ В СВОБОДНОМ ПРОСТРАНСТВЕ С. В. Абрамов, О. И. Клинцов, В. А. Красавин, А. В. Романец, В. С. Сперанский	195
МОДЕЛИРОВАНИЕ МОЩНОСТИ ЛАЗЕРНОЙ ЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ С БИАКСИАЛЬНОЙ СХЕМОЙ И УЗКИМ ПОЛЕМ ЗРЕНИЯ Е. А. Антонов, А. И. Калугин, Д. Н. Кочурова	203
ПРЕДЛОЖЕНИЕ ПО ИСПОЛЬЗОВАНИЮ ЛАЗЕРНОЙ ЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ГОМОДИННОГО ТИПА ПРИ СЕЛЕКЦИИ ВИБРИРУЮЩИХ ОБЪЕКТОВ Д. А. Дрынкин, А. Ю. Козирацкий, А. Г. Петухов	209

**Секция 5. Радиолокация. Радиолокационные системы с синтезированной апертурой
(РСА). Авиационно-космические радиоэлектронные системы.**

АЛГОРИТМ ИЗМЕРЕНИЯ ПОЛНОЙ СКОРОСТИ УДЛИНЕННОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

А. А. Карпушкин, И. О. Пресняков 217

АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ТРАЕКТОРИЙ ИРИ В МП РЛС НА ОСНОВЕ РФК С ГРУППИРОВАНИЕМ ИЗМЕРЕНИЙ

А. Е. Афиногенов, А. А. Дорофеев, С. С. Ерочкина, А. Е. Сныткин, А. А. Чугунов 221

ВРЕМЯ КОГЕРЕНТНОГО НАКОПЛЕНИЯ - ОГРАНИЧЕНИЯ, СВЯЗАННЫЕ С ВЛИЯНИЕМ СРЕДЫ И СИСТЕМАТИЧЕСКИМИ ОШИБКАМИ АППАРАТУРЫ

Н. В. Верденская, И. А. Иванова 232

ЗАГОРИЗОНТНАЯ РАДИОЛОКАЦИЯ В МЕТРОВОМ (УКВ) ДИАПАЗОНЕ РАДИОВОЛН

В. Н. Алебастров, В. А. Борсоев, В. В. Борсоева 240

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ВЗВЕШИВАЮЩИХ ОКОН НА ЗАВИСИМОСТИ ВЕРОЯТНОСТИ ВЕРНОЙ КЛАССИФИКАЦИИ СИГНАЛОВ ОТ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ-ШУМ

Н. Ч. Нхан, А. С. Подстригаев, Х. Н. Чан 243

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ СГЛАЖИВАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ НА ТОЧНОСТЬ РАДИОВЫСОТОМЕРА С ИЗМЕРИТЕЛЬНЫМ КОНТУРОМ ФАПЧ

А. А. Монаков, А. А. Тарасенков 248

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ИЗДЕЛИЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО ЗАВИСИМОГО НАБЛЮДЕНИЯ - ВЕЩАНИЯ (АЗН-В) - ТРЕКИНГА ВОЗДУШНЫХ СУДОВ С ПРИМЕНЕНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ «SOFTWARE DEFINED RADIO» В УСЛОВИЯХ ИМПОРТОЗАМЕЩЕНИЯ

О. В. Бойко, А. С. Костюков, Е. А. Кущев, Д. В. Мязин, Д. А. Чученков 255

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ МИМО РАДАРА

В. Ю. Волков 265

ИССЛЕДОВАНИЕ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ СВОЙСТВ СИГНАЛОВ, ОТРАЖЕННЫХ ОТ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

С. М. Костромицкий, Д. С. Нефёдов 273

К РЕШЕНИЮ ПРОБЛЕМЫ ОБОСНОВАНИЯ МЕТОДА ФОРМИРОВАНИЯ ФРАКТАЛЬНЫХ ПРИЗНАКОВ МНОГОМЕРНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

В. А. Кузнецов, В. П. Лихачев, А. А. Потапов 283

КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ АНАЛИЗ ФЛУКТУАЦИЙ ЧАСТОТЫ СИГНАЛОВ В ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ И. А. Алферова, О. А. Сафарьян	295
МЕТОД ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК И. М. Гаврилов, М. О. Лихоманов, А. Р. Рюмшин	302
МЕТОДИКА ПОСТРОЕНИЯ ЛИНИЙ РАВНЫХ ДАЛЬНОСТЕЙ ДВУХПОЗИЦИОННОЙ РЛС С. А. Воронцова	310
МНОГОМОДЕЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ С ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ НАБОРА МОДЕЛЕЙ Д. В. Лук, А. А. Коновалов, Л. М. Хоанг	317
МОДЕЛИРОВАНИЕ ФУНКЦИИ ОТРАЖЕНИЯ РАЗЛИЧНЫХ УЧАСТКОВ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ - КОРРЕЛИРОВАННЫЕ И НЕКОРРЕЛИРОВАННЫЕ СЛУЧАЙНЫЕ ПОЛЯ Н. В. Верденская, И. А. Иванова	323
НАДЕЖНОСТЬ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ И БЕЗОПАСНОСТИ ПОЛЕТОВ И. А. Вельмисов	330
НЕКОТОРЫЕ ПРАКТИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ФОРМИРОВАНИЯ ДЛИННЫХ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ В РЛС Н. А. Кушнерев, М. В. Родин, П. И. Шиврина	336
ОБЪЕДИНЕННЫЙ АЛГОРИТМ АВТОМАТИЧЕСКОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ МАНЕВРИРУЮЩИХ В РАЙОНЕ АЭРОДРОМА ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ М. Альмахмуд, Е. А. Богословский	345
ОПТИМАЛЬНОЕ ПОЛОЖЕНИЕ РАДИОЛОКАТОРА ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЗАДАННОЙ ОБЛАСТИ НАБЛЮДЕНИЯ А. В. Кричигин, Е. А. Маврычев	354
ОТДЕЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ КОМПЛЕКСОВ В. С. Медведева, Д. Б. Михайлов, А. В. Чадин	363
ОЦЕНКА СВОЙСТВ ФИЛЬТРА, КОМПЕНСИРУЮЩЕГО ВЛИЯНИЕ СРЕДЫ С ЧАСТОТНО-ЗАВИСИМЫМ ЗАТУХАНИЕМ НА УЛЬТРАЗВУКОВОЙ ШИРОКОПОЛОСНЫЙ СИГНАЛ Ю. В. Бакшеева	367
ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ В РАДИОЛОКАЦИОННОЙ МЕТЕОРОЛОГИИ Е. Л. Шошин	374

ПОСТРОЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ ДВИЖУЩЕЙСЯ ЦЕЛИ В
РАДИОЛОКАТОРАХ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ
СОГЛАСОВАННОГО ФИЛЬТРА МЕЛЛИНА

А. А. Монаков.....384

ПРАКТИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ УПРАВЛЕНИЯ МОЩНОСТЬЮ ЗОНДИРУЮЩИХ
СИГНАЛОВ В РЛС

Д. О. Попов, М. В. Родин.....393

РАДИОЛОКАЦИОННАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ ПРОДОЛЬНОЙ ДЛИНЫ ПРОТЯЖЕННОГО
ОБЪЕКТА

А. А. Карпушкин, И. О. Пресняков403

РАСПОЗНАВАНИЕ МАЛОРАЗМЕРНЫХ МАЛОСКОРОСТНЫХ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ
НА ОСНОВЕ ОЦЕНКИ ЭНТРОПИИ ПАРАМЕТРОВ ТРАЕКТОРИЙ

Д. А. Васильев, А. Д. Ильясафов, Д. А. Пальгуев410

Том 3

Секция 5. Радиолокация. Радиолокационные системы с синтезированной апертурой (РСА). Авиационно-космические радиоэлектронные системы.

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ЧАСТОТОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ЗАГОРИЗОНТНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ NOSTRADAMUS

И. А. Глинкин, М. Н. Крижановский, С. В. Литвинов.....1

СТРУКТУРНАЯ СКРЫТНОСТЬ СИГНАЛА СОВРЕМЕННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ

Л. Н. Казаков, Ж. С. Ф. Олим10

ТОЧНОСТЬ ОЦЕНИВАНИЯ ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА, ПРИНИМАЕМОГО НА ФОНЕ ШУМА, С УЧЕТОМ ИСКАЖЕНИЙ, ВНОСИМЫХ ВХОДНЫМИ ЦЕПЯМИ ПРИЕМНИКА

Г. А. Бакаева.....14

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ, ОТРАЖЕННОГО ОТ ВИБРИРУЮЩИХ ПОВЕРХНОСТЕЙ

Н. И. Беляков, А. Ф. Крячко21

Секция 6. Навигация. Позиционирование. Морская локация и навигация. Гидроакустика. Системы наведения.

АЛГОРИТМ РЕШЕНИЯ НАВИГАЦИОННОЙ ЗАДАЧИ ДЛЯ СВЕХШИРОКОПОЛОСНЫХ ЛОКАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА БАЗЕ РАСШИРЕННОГО ФИЛЬТРА КАЛМАНА ДЛЯ ПСЕВДОДАЛЬНОМЕРНОЙ АРХИТЕКТУРЫ

П. М. Жучкова, Р. С. Куликов, А. П. Малышев, С. В. Черных, А. А. Чугунов28

АНАЛИЗ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ

А. А. Васильченко38

ВЕРОЯТНОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ В УСЛОВИЯХ ИМИТИРУЮЩИХ ПОМЕХ

П. Д. Коратаев, В. В. Неровный, П. С. Облов47

ВЛИЯНИЕ ПЕРСПЕКТИВНЫХ СИГНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ИХ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ

М. В. Авдеев, Е. С. Ачкасов, С. Н. Богомолов55

ГОЛОГРАФИЧЕСКАЯ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЯ В ГИДРОАКУСТИЧЕСКОМ ВОЛНОВОДЕ В. М. Кузькин, Н. В. Ладыкин, Ю. В. Матвиенко, С. А. Переселков, П. В. Рыбянец, С. А. Ткаченко, А. Ф. Щербатюк.....	62
 ЗАПРОСНАЯ УГЛОМЕРНО-ДАЛЬНОМЕРНАЯ ЛОКАЛЬНАЯ РАДИОНАВИГАЦИОННАЯ СИСТЕМА А. В. Журавлев, А. В. Смолин, И. В. Шуваев	68
 ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ КООРДИНАТ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА НА НИЗКОЙ ОКОЛОЗЕМНОЙ ОРБИТЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СПЛАЙН-ИНТЕРПОЛЯЦИИ В. В. Севидов	74
 ИНТЕРФЕРЕНЦИОННАЯ МНОГОЭЛЕМЕНТНАЯ АНТЕННА С КРИВОЛИНЕЙНОЙ АПЕРТУРОЙ ДЛЯ ПОДВОДНОГО БОКОВОГО ОБЗОРА В. Ю. Волощенко, Е. В. Волощенко.....	81
 ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АМПЛИТУДНОГО МЕТОДА ДАЛЬНОМЕТРИИ В СОВРЕМЕННЫХ РЛС. В. С. Полубедов, К. К. Юсупов	89
 ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ КООРДИНАТНО-ИНФОРМАТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ ОТ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ КВАЗИГЕОСТАЦИОНАРНОЙ ОРБИТЫ СПУТНИКОВ-РЕТРАНСЛЯТОРОВ В ЗАДАЧАХ ГЕОЛОКАЦИИ Р. Ф. Габитов, А. А. Дружков, Н. М. Зайцев, Р. Р. Саниев.....	93
 КОМПЛЕКСНАЯ СИСТЕМА ИДЕНТИФИКАЦИИ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ ПРИ КОНТРОЛЕ ОПТИЧЕСКИМИ И РАДИОЛОКАЦИОННЫМИ СРЕДСТВАМИ В. С. Полубедов, К. К. Юсупов	109
 КОНЦЕПЦИЯ ПОСТРОЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ НА БАЗЕ УПРАВЛЯЕМЫХ ФОРМАЦИЙ БПЛА ДЛЯ КОНТРОЛЯ ОБЪЕКТОВ А. А. Васильченко, В. С. Марюхненко, В. М. Орловский.....	113
 ЛОКАЛИЗАЦИЯ ДВИЖУЩЕГОСЯ ИСТОЧНИКА ЗВУКА В ПРИСУТСТВИИ ИНТЕНСИВНЫХ ВНУТРЕННИХ ВОЛН И. М. Косенко, В. М. Кузькин, Ю. В. Матвиенко, А. С. Переселков, С. А. Переселков, П. В. Рыбянец, С. А. Ткаченко.....	118
 ЛОКАЛЬНАЯ КОМПЛЕКСНАЯ НАВИГАЦИОННАЯ СИСТЕМА БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА А. А. Карпушкин, В. С. Марюхненко	124

МАКСИМАЛЬНО ПРАВДОПОДОБНОЕ ОЦЕНИВАНИЕ УГЛОВОЙ ОРИЕНТАЦИИ ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА ПО СИГНАЛАМ ДАТЧИКОВ УСКОРЕНИЯ И МАГНИТНОГО ПОЛЯ С ПРОИЗВОЛЬНОЙ КОНФИГУРАЦИЕЙ ОСЕЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ А. Ю. Востров	133
МОДЕЛЬ ОЦЕНКИ ТОЧНОСТИ ГОРИЗОНТАЛЬНОГО ГЕОМЕТРИЧЕСКОГО ФАКТОРА НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ В УСЛОВИЯХ ЗАТЕНЕНИЙ М. В. Авдеев, Е. С. Ачкасов, С. Н. Богомолов	140
ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ОТ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ В УСЛОВИЯХ ГОРОДСКОГО ЛАНДШАФТА А. Е. Макаров, И. В. Рябов.....	146
ОПРЕДЕЛЕНИЕ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ С БОРТА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТРИОРТОГОНАЛЬНОЙ РАМОЧНОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов	156
ОПРЕДЕЛЕНИЕ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ СО СКАНИРУЮЩЕЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ В. В. Севидов, Л. М. Севидова	164
ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАВИГАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ ОБЪЕКТОВ НАБЛЮДЕНИЯ С ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СРЕДСТВ С НЕСТАЦИОНАРНЫМИ НАВИГАЦИОННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ А. А. Карпушкин, В. С. Марюхненко, М. С. Рясин	172
ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАПРАВЛЕНИЯ НА ИСТИННЫЙ СЕВЕР С ПОМОЩЬЮ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОГО ГИРОСКОПА ТАКТИЧЕСКОГО КЛАССА ТОЧНОСТИ Д. В. Ананьев, А. Ю. Востров, Д. В. Костин	179
ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННАЯ СИСТЕМА ТРАЕКТОРНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ НА БАЗЕ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ В. С. Марюхненко, В. М. Орловский	187
ОПТИМАЛЬНОЕ РАСПОЛОЖЕНИЕ ПСЕВДОСПУТНИКОВ В ЛОКАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СЕТИ А. А. Демин, В. В. Неровный, Ю. В. Сиротин, В. В. Цитиридис, Д. А. Чучмай	194
ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ СКОРОСТИ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА НА ТОЧНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ НАЗЕМНЫХ ОБЪЕКТОВ Н. В. Паршуков, Д. И. Савин	200

ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ДАЛЬНЕЙ НАВИГАЦИИ В ИНТЕРЕСАХ НАЗЕМНЫХ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ	
В. Ю. Пальчик.....	206
ПЕРСПЕКТИВА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ БЕСПИЛОТНОГО СУДОВОЖДЕНИЯ	
К. Г. Андреев, К. А. Сысак.....	214
ПОИСК И ОБНАРУЖЕНИЕ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ПОМЕХ	
П. Д. Коратаев, В. А. Миронов, В. В. Неровный, А. В. Сальников	220
ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ЛОКАЛИЗАЦИЯ СТАНЦИЙ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ ПО РАДИОСИГНАЛАМ, ПРИНЯтыМ ОТ СПУТНИКОВ-РЕТРАНСЛЯТОРОВ	
А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов.....	229
РАЗНОСТНО-ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ СПОСОБ КООРДИНАТОМЕРИИ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В ТРЕХМЕРНОМ ПРОСТРАНСТВЕ	
А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов.....	236
РАЗРАБОТКА ФИЛЬТРА ПОМЕХ НАВИГАЦИОННОГО ПРИЕМНИКА	
Д. А. Кисилев, П. Д. Коратаев, Н. А. Неровная, В. В. Неровный	243
СИНХРОНИЗАЦИЯ ШКАЛ ВРЕМЕНИ НАЗЕМНЫХ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РНС И АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ СПУТНИКОВЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ	
Д. Б. Писаревский, Д. И. Савин	249
СПОСОБ КООРДИНАТОМЕРИИ ДВУХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ ОСНОВАННЫЙ НА ИСПОЛЬЗОВАНИИ ЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ	
В. В. Севидов	254
СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛОВ В КАНАЛЕ ОЦЕНКИ ДИСПЕРСИИ ПОМЕХИ ОБНАРУЖИТЕЛЯ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С ДВОЙНОЙ МЕАНДРОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ	
В. В. Фilonенко.....	263
УСОВЕРШЕНСТВОВАННЫЙ СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА ИМПУЛЬСНЫХ РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ	
А. А. Дружков, А. А. Кононов, И. Г. Пивкин.....	271
ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ ШУМОВОГО СИГНАЛА ВЕРТИКАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ НА ОСНОВЕ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКОЙ ГОЛОГРАФИИ	
И. М. Косенко, В. М. Кузькин, Ю. В. Матвиенко, А. С. Переселков, С. А. Переселков, П. В. Рыбянец, С. А. Ткаченко.....	277

Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.

АЛГОРИТМ МНОГОЛУЧЕВОГО ПРИЕМА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ БЕСПРОВОДНОЙ СЕНСОРНОЙ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ГАЗОТУРБИННОГО ДВИГАТЕЛЯ	
С. Б. Макаров, А. С. Михайлов, А. Н. Удодов	286
ВЛИЯНИЕ СКИН-ЭФФЕКТА НА РАСПРОСТРАНЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СИГНАЛОВ В ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ С ПРОИЗВОЛЬНЫМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ	
А. М. Бобрешов, А. А. Коннов, К. В. Смусева, Г. К. Усков	295
ВЛИЯНИЕ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА ТОЧНОСТЬ ОЦЕНКИ МОМЕНТОВ ПОЯВЛЕНИЯ И ИСЧЕЗНОВЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ	
Н. Н. Ахмад, П. А. Трифонов	302
ВОЗБУЖДЕНИЕ ХАОСА В ОСЦИЛЛЯТОРЕ ВАН ДЕР ПОЛЯ С УПРАВЛЯЕМОЙ ЧАСТОТОЙ ВОЗДЕЙСТВИЯ	
Д. А. Крылосова, А. П. Кузнецов, Н. В. Станкевич	311
ИЗМЕНЕНИЯ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ГАУССОВЫХ БИПОЛЯРНЫХ ИМПУЛЬСОВ С ПОМОЩЬЮ РЕКОНФИГУРИУЕМОГО ГЕНЕРАТОРА СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ	
А. С. Величкина, А. Е. Елфимов, К. В. Смусева, Г. К. Усков	316
ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ МЕТАПОВЕРХНОСТИ, ФУРЬЕ-ОПТИКА И КРИПТОГРАФИЯ: РЕТРОСПЕКТИВНЫЙ АНАЛИЗ	
А. А. Потапов	322
ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ	
Н. Н. Ахмад, Т. Т. Доан, П. А. Трифонов	363
ПОКАЗАТЕЛЬ СТЕПЕНИ ХАОТИЧНОСТИ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ, ДЕМОНСТРИРУЮЩИХ ХАОС	
А. М. Бобрешов, А. Е. Ерёменко, А. А. Караваев	371
СВЕРХШИРОКОПОЛОСНАЯ СВЯЗЬ: ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ И ПЕРСПЕКТИВЫ	
А. В. Бердышев, Д. В. Пужкин, А. С. Щеголеватых	376
СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ ПЕЛЕНГАТОР	
В. П. Крылов	383

УЛУЧШЕНИЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ШИРОКОПОЛОСНОЙ СИСТЕМЫ АНТЕННА-ОБТЕКАТЕЛЬ
В. С. Виноградский, А. М. Клакович, В. Г. Кулиш, В. А. Минкин, А. П. Шадрин.....388

ФИЛЬТР ДЛЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО ХАОТИЧЕСКОГО СИГНАЛА В КАНАЛЕ С ШУМОМ
Е. В. Ефремова, Л. В. Кузьмин393

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ЗАЩИТЫ АКУСТИЧЕСКОЙ РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ ОТ ЕЕ УТЕЧКИ ПО КАНАЛУ ЛАЗЕРНОГО МИКРОФОНА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВУАЛЕВЫХ ШТОР
А. В. Бердышев, Д. В. Пужкин, А. С. Щеголеватых.....403

Секция 8. Электродинамика, распространение радиоволн, антенны. Цифровые антенные решетки и технология MIMO.

АДАПТИВНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ОПЕРАТИВНОЙ РЕГИСТРАЦИИ И МОДОВОГО АНАЛИЗА СВЧ-КВЧ ПОЛЯ В РАСКРЫВАХ ВОЛНОВЕДУЩИХ СТРУКТУР
Б. И. Власов, А. В. Золотухин, А. С. Кунаев412

Том 4**Секция 8. Электродинамика, распространение радиоволн, антенны. Цифровые антенные решетки и технология ММО.**

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ВРЕМЕННЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ИМПУЛЬСОВ НА ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННЫ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ	ПАРАМЕТРОВ ИЗЛУЧАЕМОЙ СВОЙСТВА НАПРАВЛЕННОСТИ
А. А. Волков.....	1
АНАЛИТИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ВБЛИЗИ МЕТАЛЛИЧЕСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ ПОКРЫТОЙ СЛОЕМ ДИЭЛЕКТРИКА	
В. Б. Байбурина, В. В. Комаров, В. П. Мещанов	11
ВЕРОЯТНОСТЬ БИТОВОЙ ОШИБКИ В ММО СИСТЕМЕ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ ПОМЕХ	
В. Н. Т. Нгуен, Ю. Н. Паршин	15
ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВАЯ АНТЕННА МИЛЛИМЕТРОВЫХ ВОЛН НА ОСНОВЕ ИНТЕГРИРОВАННОГО В ПОДЛОЖКУ ВОЛНОВОДА	
С. И. Деревянкин, А. В. Останков	21
ГЛУБОКОЕ ОБУЧЕНИЕ С ПОДКРЕПЛЕНИЕМ ДЛЯ ЗАДАЧИ АНАЛОГОВОГО ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЯ В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ	
Л. И. Аверина, Н. Е. Гутерман.....	25
ДИАГНОСТИКА АНТЕННЫХ РЕШЕТОК МЕТОДАМИ БЛИЖНЕПОЛЬНЫХ «БЕСФАЗНЫХ» ИЗМЕРЕНИЙ	
Д. А. Веденькин, А. Ф. Гильфанова, Ю. Е. Седельников, Т. Р. Шагвалиев.....	32
ДИСПЕРСИОННАЯ МОДЕЛЬ ИЗЛУЧАЮЩЕЙ СТРУКТУРЫ НА ОСНОВЕ КИРАЛЬНЫХ МЕТАМАТЕРИАЛОВ С УЧЁТОМ ГЕТЕРОГЕННЫХ СВОЙСТВ	
Д. С. Клюев, Е. Э. Кривобоков, А. М. Нещерет, Ю. В. Соколова, И. В. Сушко	38
ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОРГАНИЧЕСКОЙ И МИНЕРАЛЬНОЙ ПОЧВ	
С. А. Варнаков, С. В. Кривальцевич, А. С. Ященко	43
ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ РАССЕЯНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН С УЧЕТОМ ЗЕРКАЛЬНО-ДИФФУЗНОГО ОТРАЖЕНИЯ ОТ ОБЪЕКТОВ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ	
С. А. Гончаров, В. А. Кузнецов	48
ИССЛЕДОВАНИЕ БЕЗОТРАЖАТЕЛЬНЫХ СВОЙСТВ ИСКУССТВЕННЫХ ПЕРИОДИЧЕСКИХ СТРУКТУР НА КРИТИЧЕСКИХ ЧАСТОТАХ В ДИАПАЗОНЕ 16 - 25 ГГЦ.	
В. М. Васильченко, Р. Г. Губайдуллин, Д. А. Полетаев, В. В. Старостенко.....	56

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЗАЙМОГНОГО ВЛИЯНИЯ АНТЕНН БПЛА И ОБЕСПЕЧЕНИЕ ИХ ЭМС А. Х. Дайуб, А. А. Комаров	64
ИССЛЕДОВАНИЕ ГРАНИЧНОЙ ВОЛНЫ, ИЗЛУЧАЕМОЙ ПЛОСКОЙ КРУГЛОЙ АПЕРТУРОЙ А. М. Бобрешов, В. Е. Копытин, Н. А. Лысенко, С. П. Скулкин, Г. К. Усков.....	70
ИССЛЕДОВАНИЕ СПОСОБНОСТИ МИМО СИСТЕМЫ СВЯЗИ ДЕТЕКТИРОВАТЬ ПРИНИМАЕМЫЙ СИГНАЛ В УСЛОВИЯХ ОШИБОЧНОЙ ИНФОРМАЦИИ О СОСТОЯНИИ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ПОДКАНАЛОВ Н. В. Карпенко, А. В. Лещинский, Д. В. Мокринский, В. Е.トイский	77
ИССЛЕДОВАНИЕ СПОСОБОВ СОГЛАСОВАНИЯ ШИРОКОПОЛОСНОЙ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКОЙ ВИБРАТОРНОЙ АНТЕННЫ В ОБЛАСТИ НИЗКИХ ЧАСТОТ Ю. С. Русов	84
ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКАЯ АНТЕННА LDP И PMR ДИАПАЗОНОВ О. В. Бажанова, А. Ю. Болгов, Д. П. Кондратьев, С. Е. Нескородов, Г. К. Усков.....	89
МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИЗЛУЧАЮЩЕГО РАСКРЫВА ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ, ИМЕЮЩЕЙ ГЕОМЕТРИЧЕСКИЕ ИСКАЖЕНИЯ АПЕРТУРЫ К. М. Занин.....	93
МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЗВОЛНОВАННОЙ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ ДЛЯ РАСЧЕТА ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА Г. А. Бабанин, А. К. Ермаков, Н. В. Поваренкин, Т. И. Тагаев.....	103
МЕТОД ПЕЛЕНГАЦИИ ИСТОЧНИКОВ ЛИНЕЙНОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ НА ОСНОВЕ ЭКСТРЕМАЛЬНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ Л. В. Винник, В. В. Задорожный, А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, В. В. Шацкий.....	113
МЕТОД СИНТЕЗА МНОГОЛУЧЕВОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ПО ЗАДАННОЙ АМПЛИТУДНОЙ ДИАГРАММЕ НАПРАВЛЕННОСТИ А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, В. Н. Шацкий	123
МЕТОДИКА ЛАБОРАТОРНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ КАРТИН ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ, РЕАЛИЗОВАННАЯ В ВОРОНЕЖСКОМ ГОСУДАРСТВЕННОМ ТЕХНИЧЕСКОМ УНИВЕРСИТЕТЕ А. В. Володько, А. Р. Гаврилов, М. О. Енговатов, Е. А. Ищенко, Н. Б. Смольянов, С. М. Фёдоров	133

МЕТОДИКА РАСЧЕТА МАТРИЦЫ ПОВЕРХНОСТНЫХ ИМПЕДАНСОВ МИКРОПОЛОСКОВОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ, РАСПОЛОЖЕННОГО НА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ЦИЛИНДРЕ	
А. Н. Дементьев, Д. С. Клюев, Е. Э. Кривобоков, А. М. Нещерет, Ю. В. Соколова.....	138
МНОГОЛУЧЕВЫЕ АНТЕННЫ ДЛЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ	
А. Р. Садыков, Ю. Е. Седельников, В. А. Скачков	143
МОДЕЛИРОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ЦИФРОВОЙ ПЕЛЕНГАЦИИ С УЧЁТОМ ВЗАЙМОНОСТНОГО ВЛИЯНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ АНТЕННЫХ РЕШЁТОК САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА	
В. А. Жигулин, Ю. Б. Нечаев.....	150
МОДЕЛИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК РАССЕЯНИЯ РАДИОВОЛН НА СУХОМ СНЕГЕ	
К. С. Артёмов, А. А. Афонин.....	158
МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОЛНОАЗИМУТАЛЬНОЙ АНТЕННЫ С ПОВЫШЕННЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ НАПРАВЛЕННОГО ДЕЙСТВИЯ	
В. П. Васильев, А. В. Иванов, М. А. Облогин, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин.....	167
О ПРИБЛИЖЕНИИ БИГАУССОВСКИМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ НАПРЯЖЕННОСТИ ПОЛЯ РАДИОИМПУЛЬСА С ХАОТИЧЕСКОЙ ОГИБАЮЩЕЙ В РЕЗОНАНСНО-ПОГЛОЩАЮЩЕЙ ГАЗОВОЙ СРЕДЕ	
В. В. Лепехин, Г. М. Стрелков.....	172
ОБОБЩЕНИЕ МЕТОДА ПАРАБОЛИЧЕСКОГО УРАВНЕНИЯ НА СЛУЧАЙ ОСЕСИММЕТРИЧНЫХ ЗАДАЧ	
В. В. Ахияров	180
ОПРЕДЕЛЕНИЕ ГРАНИЦ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ АНАЛИТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ДЛЯ РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В БЛИЗИ ОТКРЫТОГО КОНЦА ВОЛНОВОДА	
О. В. Потапова, Я. В. Христофоров.....	187
ОПТИМИЗАЦИЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ РАЗМЕРОВ БИКОНИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ ПО КРИТЕРИЮ МАКСИМУМА ПЛОТНОСТИ ЭНЕРГИИ ИЗЛУЧАЕМОГО ВИДЕОИМПУЛЬСА	
А. А. Волков.....	192
ОЦЕНКА ИСКАЖЕНИЯ ПАРЦИАЛЬНЫХ ДИАГРАММ ЭЛЕМЕНТОВ ФАР ПО МАТРИЦАМ РАССЕЯНИЯ И ДИАГРАММЕ ИЗОЛИРОВАННОГО ЭЛЕМЕНТА	
О. В. Бажанова, В.А. Степкин, А. М. Бобрешов, К. В. Смусева, Г. К. Усков, Л. И. Аверина....	198

ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ ДВИЖУЩИХСЯ ОБЪЕКТОВ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ПЕЛЕНГОВАНИЯ РАССЕЯННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ШИРОКОВЕЩАТЕЛЬНЫХ РАДИОСТАНЦИЙ В КВ ДИАПАЗОНЕ Г. Г. Вертуграшов, В. Ю. Нестеров.....	202
ОЦЕНКА СТЕПЕНИ ЗАТУХАНИЯ РАДИОВОЛН САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ПРИ ТРОПОСФЕРНОМ РАСПРОСТРАНЕНИИ ДЛЯ ЗАДАЧ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ Д. Н. Борисов, Ю. Б. Нечаев, И. В. Пешков	209
ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ПРИ ПРОГНОЗИРОВАНИИ ИОНОСФЕРЫ А. В. Васенина, К. А. Сидоренко.....	218
ПОГЛОЩЕНИЕ СВЧ ЭМИ СИСТЕМОЙ «ПОЛИУРЕТАН-СТЕКЛО-ЦИЛОГЕКСАН-Н-ГЕКСАН» К. В. Смусева, Г. К. Усков, С. В. Хатунцев, М. Н. Ющев	224
ПРИМЕНЕНИЕ АНАЛИТИЧЕСКОГО МЕТОДА РАСЧЕТА ИМПУЛЬСНО-ПЕРЕХОДНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДЛЯ АНАЛИЗА ИМПУЛЬСНОГО ПОЛЯ, ИЗЛУЧЕННОГО ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ АПЕРТУРОЙ А. М. Бобрешов, А. А. Кононов, Е. А. Серегина, К. В. Смусева, Г. К. Усков, С.П. Скулкин.....	227
ПРИМЕНЕНИЕ ВИРТУАЛЬНЫХ МАГНИТНЫХ ДИПОЛЕЙ С БАЗИРОВАНИЕМ НА МАЛОМ БПЛА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПЕЛЕНГА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, С. М. Фёдоров	234
ПРИМЕНЕНИЕ ЗМЕЙКОВОГО ВОЛНОВОДА ДЛЯ ЧАСТОТНОГО УПРАВЛЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЕМ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ В ПРОСТРАНСТВЕ Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Н. Б. Смольянов	241
ПРИМЕНЕНИЕ КОМПЬЮТЕРНЫХ МЕТОДОВ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ А. В. Володько, А. Р. Гаврилов, М. О. Енговатов, Е. А. Ищенко, С. М. Фёдоров	247
ПРОГНОЗ ДАЛЬНЕГО ТРОПОСФЕРНОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РЕКОМЕНДАЦИЙ МЕЖДУНАРОДНОГО СОЮЗА ЭЛЕКТРОСВЯЗИ В. В. Ахияров	255
РАСПРОСТРАНЕНИЕ СУПЕРГАУССОВСКОГО РАДИОИМПУЛЬСА В РЕЗОНАНСНО-ПОГЛОЩАЮЩЕЙ СРЕДЕ Г. М. Стрелков, Ю. С. Худышев.....	263
СИМУЛЯЦИЯ СВОЙСТВ МЕТАСТРУКТУР В ПАКЕТЕ ПРОГРАММ CST STUDIO Н. А. Болдырев, Е. В. Григорьев, А. С. Мазинов, М. М. Падалинский, А. В. Старосек	271

СИСТЕМА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИОЧАСТОТНОГО ПЛАНИРОВАНИЯ ЗОН ПОКРЫТИЯ БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ В СРЕДЕ MATHCAD	
A. A. Ваганова, Н. Н. Кисель, А. И. Панычев.....	277
СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ ОШИБОК ПЕЛЕНГА ДЛЯ РАДИОПРОЗРАЧНЫХ ОБТЕКАТЕЛЕЙ ПРОИЗВОЛЬНЫХ ФОРМ, ВО ВСЕЙ ВОЗМОЖНОЙ ОБЛАСТИ СКАНИРОВАНИЯ ФАР (АФАР) В СИСТЕМЕ АНТЕННА ОБТЕКАТЕЛЬ СОВРЕМЕННОЙ БРЛС	
I. E. Макушкин	285
СРАВНЕНИЕ МЕТОДИКИ ФОРМИРОВАНИЯ ВИРТУАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ НА ОСНОВЕ ФУНКЦИИ ГАНКЕЛЯ И ВИРТУАЛЬНЫХ МАГНИТНЫХ ДИПОЛЕЙ	
E. A. Ищенко, В. В. Негров, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, С. М. Фёдоров	295
ТОЧНОСТЬ ОДНОПОЗИЦИОННОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКОВ КВ ИЗЛУЧЕНИЯ НА МНОГОСКАЧКОВЫХ ШИРОТНЫХ И ДОЛГОТНЫХ ТРАССАХ	
Г. Г. Вергоградов, М. А. Михайлов, В. Д. Черных	301
ТРЕХМЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ КАНАЛА СВЯЗИ С ГАУССОВСКИМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ РАССЕИВАТЕЛЕЙ НА СФЕРЕ	
B. X. Нгуен, А. Ю. Паршин	311
УЧЕТ ВЛИЯНИЯ УСТАНОВКИ ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН НА КОРАБЛЕ НА ЕЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ	
M. Ю. Звездина, А. М. Шапошникова, Ю. А. Шокова	317
ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МИКРОПОЛОСКОВОЙ Т-ОБРАЗНОЙ ШЛЕЙФНОЙ СТРУКТУРЫ	
Д. А. Максимов, А. В. Останков, М. Ю. Чепелев, Н. Н. Щетинин.....	329
ШИРОКОПОЛОСНАЯ ДВУХПОЛЯРИЗАЦИОННАЯ STACKED ПАТЧ АНТЕННА	
Д. В. Лелявин, С. А. Очилова, К. В. Смусева, Е. Е. Сыромятова, Г. К. Усков	335
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРИЕМНОГО ТРАКТА КАНАЛА РАДИОУПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЕМ МОБИЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ	
А. Д. Кононов, А. А. Кононов, В. К. Маршаков	341
ЭФФЕКТИВНЫЕ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ БОЛЬШОЙ ПРОДОЛЖИТЕЛЬНОСТИ ПОЛЕТА	
А. В. Богословский, С. Н. Разиньков, О. Э. Разинькова	349

Секция 9. Помехи. Электромагнитная совместимость. Радио- и оптоэлектронная разведка и подавление.

АЛГОРИТМЫ ФИЛЬТРАЦИИ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В ДВУХПОЗИЦИОННОЙ ПОДВИЖНОЙ РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНОЙ СИСТЕМЕ МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ РАСШИРЕННОГО И СИГМА-ТОЧЕЧНОГО ФИЛЬТРОВ КАЛМАНА

Э. А. Кирсанов 357

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОМПЛЕКСА ФОРМИРОВАНИЯ КОЛЕБАНИЙ ДЛЯ ПОСТАНОВКИ ПОМЕХ НА ОСНОВЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ХАОСА «АЙСБЕРГ 2.0» ДЛЯ ПОДАВЛЕНИЯ КАНАЛОВ РАДИОСВЯЗИ

И. С. Гришин, А. Р. Зайдуллин, В. А. Наумчик, И. А. Омельченко, Н. С. Хрущев 364

К ВОПРОСУ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ПРИ НАЗНАЧЕНИИ ЧАСТОТ ПОДВИЖНЫМ КОМПЛЕКСАМ РАДИОСВЯЗИ

Ф. П. Астапенко, М. В. Богатырев, И. В. Владимиров, С. А. Житенёв, В. П. Пустовит 368

МЕАНДРОВЫЕ НАВИГАЦИОННЫЕ СИГНАЛЫ С ТРЕБУЕМОЙ ФОРМОЙ СПЕКТРА ДЛЯ ЛОКАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

В. В. Неровный, В. С. Радько, Д. П. Свиридов, В. В. Филоненко 373

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ ДИПОЛЯ, ВИБРИРУЮЩЕГО ПОД ВОЗДЕЙСТВИЕМ АКУСТИЧЕСКОЙ РЕЧЕВОЙ ВОЛНЫ

В. Б. Авдеев, А. Н. Катруша, С. А. Катруша 383

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЫХОДНЫХ СИГНАЛОВ ОПТИМАЛЬНОГО УСТРОЙСТВА РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ СИГНАЛОПОДОБНЫХ ПОМЕХ

Р. В. Антипенский, А. А. Волков, А. А. Донцов, Е. Е. Назаров 390

МОДЕЛЬ ОЦЕНКИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ МОДИФИЦИРОВАННОЙ ШУМОВОЙ ПОМЕХИ

Е. Р. Антипенский 397

ОБЗОР СОВРЕМЕННЫХ И ПЕРСПЕКТИВНЫХ ЗАРУБЕЖНЫХ СРЕДСТВ БОРЬБЫ С БВС

И. А. Байгутлина, Е. Ф. Гетманская, А. В. Грознов, А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля 404

ОБОСНОВАНИЕ КОЛИЧЕСТВА ПРОСТРАНСТВЕННЫХ КАНАЛОВ СИСТЕМЫ РАДИОМОНИТОРИНГА МНОГОСПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

Е. С. Прожеторко 414

ОСОБЕННОСТИ МОДЕЛИРОВАНИЯ СЛОЖНЫХ ОРГАНИЗАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКИХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ

А. А. Петроченко, К. Н. Чугай 419

Том 5

Секция 9. Помехи. Электромагнитная совместимость. Радио- и оптоэлектронная разведка и подавление.

ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ИЗДЕЛИЙ ПОСРЕДСТВОМ ПРИМЕНЕНИЯ РАДИОПОГЛОЩАЮЩИХ МАТЕРИАЛОВ	1
И. А. Курчанов, А. Е. Лысенко, В. В. Севидов.....	1
ПРИМЕНЕНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ ПРИ ОЦЕНКЕ ВНУТРИАППАРАТУРНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ	10
Д. В. Васильченко, Д. А. Пухов, М. А. Ромашенко	10
ПРОСТРАНСТВЕННАЯ КОМПЕНСАЦИЯ ПОМЕХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИНФОРМАЦИИ О НАПРАВЛЕНИИ НА ИСТОЧНИК СИГНАЛА	15
С. И. Бабусенко, А. В. Журавлев, В. В. Кирюшкин, Е. М. Красов, В. Г. Маркин.....	15
ПРОСТРАНСТВЕННОЕ ПОДАВЛЕНИЕ ПОМЕХ С ПОМОЩЬЮ МОДИФИЦИРОВАННОГО АЛГОРИТМА ФАЗОВОЙ АДАПТАЦИИ	21
К. В. Буй, Ю. Н. Паршин.....	21
РАДИОРАЗВЕДКА И ПОДАВЛЕНИЕ БЕСПРОВОДНЫХ ТОЧЕК СОЕДИНЕНИЯ КОМПЛЕКСОМ «АНАЛИТИК» НА ПРОГРАММНОМ УРОВНЕ С ПРИМЕНЕНИЕМ УСТРОЙСТВ ПЕРЕНОСИМЫХ НА БПЛА	26
С. Н. Горбунов, И. С. Гришин, А. Р. Зайдуллин, И. А. Омельченко, Н. С. Хрущев	26
РАСПРЕДЕЛЕНИЕ РАЗНОРОДНОГО РЕСУРСА СРЕДСТВ РАДИОМОНИТОРИНГА ДЛЯ ВЫПОЛНЕНИЯ СПЕЦИАЛЬНЫХ ЗАДАЧ	33
И. А. Сидоренко, Д. А. Черкасов.....	33
РЕЗУЛЬТАТЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ПО МОДЕЛИРОВАНИЮ РЕЗУЛЬТАТОВ СПЕЦИАЛЬНОГО ДЕСТРУКТИВНОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ НА КАНАЛЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ПРИМЕНЕНИЕМ РЕТРАНСЛЯТОРА	39
К. В. Никульшин, М. В. Павловский.....	39
СИСТЕМА АКТИВНОЙ АКУСТИЧЕСКОЙ И ВИБРАЦИОННОЙ ЗАЩИТЫ РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ	45
В. В. Алексеев, Г. М. Гарнов, Д. А. Клинков, С. В. Романов, С. К. Толмачев	45
Секция 10. Радиотехнические устройства. Автоматизированные измерительные комплексы. Электроника. Техника СВЧ.	
АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС НА ОСНОВЕ ОПТОВОЛОКОННЫХ СЕНСОРОВ	52
Е. В. Богатиков, Р. Р. Лагутин, Ю. О. Семилетов, А. Н. Шебанов	52

АДРЕСНОЕ ПЕЛЕНГОВАНИЕ СИГНАЛОВ WI-FI А. В. Ашихмин, А. Б. Токарев, И. С. Фаустов	56	
АНТЕННА СИСТЕМЫ АКТИВНОГО ЗАПРОСА ОТВЕТА БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТАМАТЕРИАЛОВ Ю. Е. Седельников, Н. А. Тутъяров		65
ВЛИЯНИЕ РЕЖИМА СБОРА ДАННЫХ НА ВЕРОЯТНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ ОДНОЧНЫХ РАДИОИМПУЛЬСОВ ПРИ ПАНОРАМНОМ РАДИОКОНТРОЛЕ А. Г. Студеникин, А. Б. Токарев.....		75
ВОПРОСЫ ПРИМЕНЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ЗОНДИРОВАНИЯ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ПОЛОТНА К. Н. Чугай		83
ДЕФЕКТНЫЕ МОДЫ СВЧ ФОТОННОГО КРИСТАЛЛА С ПРОВОДЯЩИМ НАНОСЛОЕМ Д. В. Пономарев, А. В. Скрипаль, В. Е. Шаронов.....		89
ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ КУСОЧНО-СЛОИСТОГО ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ЗАПОЛНЕНИЯ ЕМКОСТНЫХ ЗАЗОРОВ П- И Н-ВОЛНОВОДОВ НА ИХ КРИТИЧЕСКИЕ ДЛИНЫ ОСНОВНЫХ ВОЛН А. А. Скворцов.....		94
ИССЛЕДОВАНИЕ КОМПАКТНЫХ ПОЛИГОНОВ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ С НИЗКИМ УРОВНЕМ ФАЗОВОЙ ОШИБКИ А. А. Петров		100
ИССЛЕДОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ СВОЙСТВ П-СЕКЦИЙ ОБЪЕМНЫХ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ Т. М. Ишкаев, А. Р. Насыбуллин, Р. Р. Фаттахов.....		106
КВАЗИАНАЛИТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТА ШИРОКОПОЛОСНОСТИ ЛУНАРНОГО ВОЛНОВОДА СО СЛОИСТЫМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ А. А. Скворцов.....		116
МЕТОД СИНТЕЗА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ФИЛЬТРОВ СВЧ НА ОСНОВЕ КЛАССИЧЕСКОГО ПОДХОДА К ПРОБЛЕМЕ С. Н. Вырко, А. А. Свириденко, А. Г. Хмельник		121
МЕТОДИКА СИНТЕЗА ШИРОКОПОЛОСНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ИМЕЮЩИХ СВОЙСТВО РОБАСТНОСТИ В УСЛОВИЯХ НЕСТАЦИОНАРНОСТИ ИМПЕДАНСА НАГРУЗОК В РАСПРЕДЕЛЕННОМ ЭЛЕМЕНТНОМ БАЗИСЕ П. В. Бойкачев, С. Н. Вырко, М. И. Полещук, А. Г. Хмельник		129

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ПОТЕРЬ В ОБМОТКАХ МАГНИТНЫХ КОМПОНЕНТОВ ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ	
Н. Ю. Веретенников	140
ОЦЕНКА СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ МОЩНОСТИ ПОБОЧНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ ОТЕЧЕСТВЕННОГО ЦАП 1273НА044	
А. В. Гречишкін, С. А. Ермаков, Д. Н. Рахманин.....	148
ПРИМЕНЕНИЕ АКТИВНОЙ МЕТАПОВЕРХНОСТИ С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ПОЛЯРИЗАЦИИ ПРИ ПОСТРОЕНИИ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОТРАЖАТЕЛЯ	
Е. Л. Шошин.....	153
ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМА КОХОНЕНА В РЕШЕНИИ ЗАДАЧИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ	
Д. А. Куан, А. В. Долматов, Н. В. Туан	162
ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СШП-ИМПУЛЬСОВ	
А. С. Величкина, А. Е. Елфимов, Г. К. Усков	169
ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ ИССЛЕДОВАНИЙ МЕТОДОМ ИМПЕДАНСНОЙ СПЕКТРОСКОПИИ	
Е. В. Богатиков, Е. А. Попов, А. Н. Шебанов, Е.Н. Бормонтов.....	174
РАДИОТЕХНИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ АЭРОМОБИЛЬНОСТИ БЕСПИЛОТНЫХ АВИАЦИОННЫХ СИСТЕМ	
И. А. Байгутлина, Е. Ф. Гетманская, А. В. Грозднов, А. Ю. Дыбля, П. А. Замятин	178
РАЗРАБОТКА ОДНОДИОДНОГО ВОЛНОВОДНОГО КЛЮЧА Х-ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ	
К. В. Арав, Б. М. Кац, К. А. Саяпин, Е. А. Сигитов.....	188
РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА КОНЕЧНОСТЕЙ ЧЕЛОВЕКА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЛАЗЕРНОЙ ТЕХНОЛОГИИ	
А. М. Безрукавый, И. С. Бобылкин, В. А. Ванин, Э. Э. Каграманов	194
СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ЛУЧОМ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ	
П. П. Куренков, Ю. С. Русов, Д. Р. Руссо	199
ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ СВЯЗИ ДЛЯ МНОГОЗОНДОВЫХ РЕФЛЕКТОМЕТРОВ	
Б. М. Кац, К. А. Саяпин.....	205

ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНАЯ АРХИТЕКТУРА АВТОНОМНОГО ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА МОНИТОРИНГА ИНФРАСТРУКТУРЫ УМНОГО ГОРОДА НА ОСНОВЕ РАЗВЕРНУТЫХ БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЕЙ

М. А. Банкетов, И. А. Сафонов.....211

Секция 12. Интеллектуальные системы управления и связи. Когнитивное радио.

АВТОМАТИЧЕСКОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВИДА И ПАРАМЕТРОВ ПРИНИМАЕМОГО СИГНАЛА В УСЛОВИЯХ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЁННОСТИ

М. В. Нгуен217

ВАРИАНТ ПОСТРОЕНИЯ БОРТОВОГО КОМПЛЕКСА СВЯЗИ НА РАДИОФОТОННЫХ ЭЛЕМЕНТАХ

А. А. Сулима226

ДОСТИЖЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННОГО ПРЕВОСХОДСТВА ЗА СЧЕТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ КОСМИЧЕСКИХ СРЕДСТВ СВЯЗИ, УПРАВЛЕНИЯ, РАЗВЕДЫВАТЕЛЬНОГО И НАВИГАЦИОННОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ

М. С. Иванов, П. В. Рябков231

К ВОПРОСУ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

В. В. Алексеев, И. А. Глазкова, М. А. Ивановский.....237

К ВОПРОСУ О НЕЙРОСЕТЕВОМ ПРЕДИКТОРЕ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ СИСТЕМЫ КОГНИТИВНОГО РАДИО НА ОСНОВЕ ЦИФРОВОЙ МОДЕЛИ ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКИ

Н. С. Береснев, А. Н. Голубинский, Н. М. Рябков243

К ВОПРОСУ О ПОВЫШЕНИИ ДОСТОВЕРНОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В КАНАЛАХ НИЗКОГО КАЧЕСТВА

А. А. Павлович, А. С. Присяжнюк249

К ВОПРОСУ О ФОРМИРОВАНИИ ПОЛОСОВОГО ШУМА ДЛЯ ЦИФРОВОЙ МОДЕЛИ ПОМЕХОВО-ШУМОВОЙ ОБСТАНОВКИ КОГНИТИВНОЙ СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ

А. Н. Голубинский, Н. М. Рябков253

КРИТЕРИЙ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ АВТОМАТИЗАЦИИ

А. В. Коровин, В. Р. Осипов, В. Н. Петухов.....259

МЕТОДИКА ФУНКЦИОНАЛЬНОГО КОНТРОЛЯ СРЕДСТВ РАДИОСВЯЗИ НА ОСНОВЕ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО АНАЛИЗА ДАННЫХ

В. В. Аллакин, А. А. Павлович, М. В. Голюнов264

НЕЙРОСЕТЕВАЯ АРХИТЕКТУРА С АКСОНАМИ СЛУЧАЙНОЙ ДЛИНЫ В ЗАДАЧАХ КЛАССИФИКАЦИИ	
А. А. Толстых.....	269
НЕЙРОСЕТЕВАЯ МОДЕЛЬ КЛАССИФИКАЦИИ СЛОЖНЫХ ОБЪЕКТОВ	
А. Н. Голубинский, М. С. Данилов, М. Н. Данильченко	275
О ПРОБЛЕМЕ ОГРАНИЧЕННОСТИ ПРИ ИССЛЕДОВАНИЯХ КОГНИТИВНЫХ РАДИОСИСТЕМ	
В. А. Головской.....	283
О РАЗРАБОТКЕ МОДЕЛИ КОМПОЗИТНОГО ПОМЕХОВО-ШУМОВОГО СИГНАЛА ДЛЯ СИСТЕМЫ КОГНИТИВНОГО РАДИО	
Н. С. Береснев, А. Н. Голубинский, Н. М. Рябков	288
ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ АЛГОРИТМОВ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА В ЗАДАЧАХ УПРАВЛЕНИЯ СВЯЗЬЮ	
Д. В. Вихорев, А. В. Мержвинский	293
ОНТОЛОГИЧЕСКИЙ ПОДХОД К АНАЛИЗУ ГРАНИЧНЫХ ПРОБЛЕМ СКВОЗНЫХ ПРОЦЕССОВ В ЖИЗНЕННОМ ЦИКЛЕ ВЫСОКОТЕХНОЛОГИЧНЫХ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ	
С. В. Козлов.....	302
ПОДХОД К ФОРМАЛИЗАЦИИ ОПИСАНИЯ ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМЫХ КОМПОНЕНТОВ СОВРЕМЕННЫХ МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СЕТЕЙ СВЯЗИ	
В. С. Артамонов, А. Н. Буренин, К. А. Смирнов	311
ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫЙ ДВУХПОРОГОВЫЙ АЛГОРИТМ СЕГМЕНТАЦИИ РЕЧЬ/ПАУЗА ДЛЯ СИСТЕМ ИДЕНТИФИКАЦИИ АБОНЕНТА ПО ГОЛОСУ	
С. Алшавва, А. П. Чернышов, К. С. Шалаев, А. Д. Юдаков, Д. С. Юдаков	320
ПРЕДИКТИВНЫЙ КОНТРОЛЬ ПРОЦЕССА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СЛОЖНОЙ ТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ	
В. В. Ларькин, О. М. Лепешкин, О. А. Остроумов, А. С. Пермяков, И. С. Черных.....	330
ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ ПРИ ПОМОЩИ АЛГОРИТМОВ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ	
Д. И. Беликов, А. А. Сапрыкин, А. С. Селиванов	336
ПРОЦЕДУРА ОПРЕДЕЛЕНИЯ СТРУКТУРЫ СИСТЕМЫ СВЯЗИ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ МОНИТОРИНГА РАДИООБСТАНОВКИ	
В. В. Алексеев, И. А. Глазкова, М. А. Ивановский.....	346

СИСТЕМЫ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА АВИАЦИОННЫХ КОМПЛЕКСОВ, ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО ТЕРМИНОЛОГИИ, КЛАССИФИКАЦИИ, ПРИНЦИПАМ СОЗДАНИЯ О. А. Лыкова, С. А. Мочалов, А. А. Пилипов	354
СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ОЦЕНКИ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ИНТЕРОПЕРАБЕЛЬНОСТИ СЛОЖНЫХ СИСТЕМ ПРИ ПОМОЩИ СЦЕНАРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ	
В. А. Дроговоз.....	361
СТРУКТУРА РАСПРЕДЕЛЕННОГО ГРУППОВОГО УПРАВЛЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ	
А. В. Мефедов	370
ТЕНДЕНЦИИ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ КOGНИТИВНОГО РАДИО	
В. В. Никулина, И. А. Сафонов	373
УНИФИЦИРОВАННЫЕ КОММУНИКАЦИИ И ПЛАТФОРМА CRM ОПЕРАТОРА СВЯЗИ	
Ю. А. Тамм.....	377
УСЛОВИЯ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ЛИНИЙ МНОГОКАНАЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ В ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ	
П. В. Лебедев, А. А. Тарасов.....	382
УСТОЙЧИВЫЕ ПРИЗНАКИ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ ДИКТОРОВ НА ДИСКРЕТНЫХ АУДИОСИГНАЛАХ	
Н. П. Колмаков, А. А. Толстых.....	387
ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ИНФОРМАЦИОННО-АНАЛИТИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ СИСТЕМ РАДИОМОНИТОРИНГА	
П. В. Заика, А. М. Кудрявцев, А. А. Смирнов.....	395

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ ИЗЛУЧАЕМОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ИМПУЛЬСОВ НА СВОЙСТВА НАПРАВЛЕННОСТИ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННЫ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ

А. А. Волков¹

¹Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (ВУНЦ ВВС «ВВА»), Воронеж, Россия

Аннотация. Получены приближенное соотношение, связывающее энергетическую диаграмму направленности линейной антенны бегущей волны с корреляционной функцией возбуждающего тока. Проведен расчет и дан анализ энергетических диаграмм направленности антенны в различных режимах излучения. Установлены основные закономерности, связывающие свойства направленности антенны с временными параметрами излучаемой последовательности импульсов.

Ключевые слова: антenna бегущей волны, энергетическая диаграмма направленности, плотность энергии.

ANALYSIS OF THE INFLUENCE OF TIME PARAMETERS OF THE RADIATED PULSE SEQUENCE ON DIRECTIVITY PROPERTIES OF A LINEAR TRAVELING WAVE ANTENNA

A. A. Volkov¹

¹Military Educational-Research Centre of Air Force «Air Force Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin» (MERC AF «AFA»), Voronezh, Russia

Abstract. Approximate relations are obtained that relate the energy radiation pattern of a linear traveling wave antenna to the correlation function of the exciting current. The calculation and analysis of the energy radiation patterns of the antenna in various radiation modes is carried out. The main regularities connecting the properties of the directivity of the antenna with the time parameters of the emitted sequence of pulses are established.

Keywords: traveling wave antenna, energy radiation pattern, energy density.

1. ВВЕДЕНИЕ

Один из основных путей развития современной радиоэлектроники связан с активным освоением коротких импульсных сигналов без несущей и соответствующих им способов излучения и приема электромагнитных полей (ЭМП). Применение таких импульсов позволяет повысить эффективность существующих радиоэлектронных систем, а также создавать системы с новыми свойствами для решения различных задач народного хозяйства [1]. В качестве излучателей импульсов ЭМП могут найти применение линейные антенны бегущей волны [2].

При определении характеристик направленности линейных антенн бегущей волны в известных работах [3-6] рассматривался моноимпульсный режим излучения. Однако для решения некоторых практических задач может потребоваться режим излучения последовательности импульсов. В таком режиме в зависимости от временных параметров последовательности пространственно-временное распределение поля антенны может формироваться не одним, а несколькими импульсами тока. Поэтому моноимпульсные характеристики направленности в общем случае не подходят для

описания свойств направленности антенны в режиме излучения последовательности импульсов.

Цель работы состоит в проведении анализа влияния параметров излучаемой импульсной последовательности на свойства направленности линейной антенны бегущей волны.

2. ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ ДИАГРАММА НАПРАВЛЕННОСТИ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННЫ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ

Схема антенны показана на рисунке 1, где обозначено: z – координатная ось, совмещенная с осью антенны; L – длина антенны; ξ – координата излучающего элемента $d\xi$; r, θ – сферические координаты точки наблюдения в системе координат, связанной с точкой запитки антенны; r_ξ, θ_ξ – сферические координаты точки наблюдения в системе координат, связанной с элементарным излучателем $d\xi$; $i(t)$ – временная зависимость тока генератора, возбуждающего антенну.

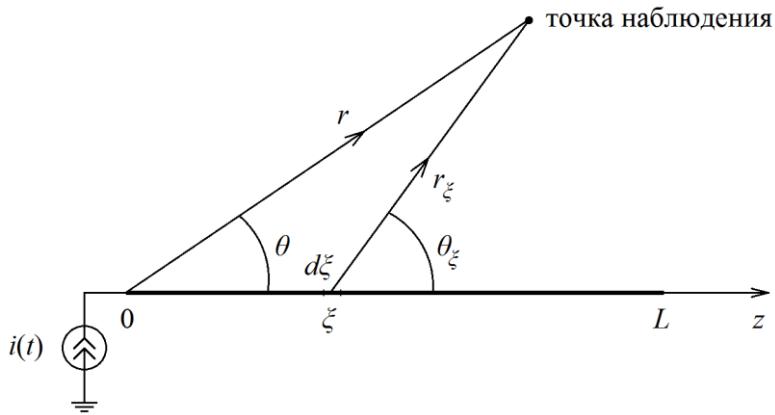


Рис. 1. Линейная антenna бегущей волны.

Одной из самых удобных для практики величин, описывающих пространственное распределение излучения антенны при ее возбуждении несинусоидальными сигналами, является энергетическая диаграмма направленности. С учетом цилиндрической симметрии исследуемой антенны нормированная энергетическая диаграмма направленности будет определяться выражением [7]:

$$F(\theta) = \lim_{r \rightarrow \infty} \frac{w(r, \theta)}{w(r, \theta_{\max})}, \quad (1)$$

где $w(r, \theta)$ – плотность энергии электромагнитного поля антенны; θ_{\max} – угловая координата главного максимума излучения.

Плотность энергии ЭМП антенны определяется по формуле:

$$w(r, \theta) = \frac{1}{Z_0} \int_{-\infty}^{\infty} E^2(r, \theta, t) dt, \quad (2)$$

где $E(r, \theta, t)$ – временная зависимость модуля вектора напряженности поля антенны в точке наблюдения; $Z_0 = 120\pi$ Ом – волновое сопротивление свободного пространства.

Для практических приложений наибольший интерес представляет распределение поля антенны в дальней зоне, поэтому ниже будет рассматриваться именно эта область пространства. Также будет считаться, что антenna имеет малую толщину по сравнению

с её длиной и длительностью импульса излучаемого поля, а потери в антенне отсутствуют. В условиях принятых допущений справедливы следующие приближения:

$$r \approx r_\xi + \xi \cos \theta, \quad \theta \approx \theta_\xi, \quad \mathbf{e}_\theta \approx \mathbf{e}_{\theta_\xi}, \quad 1/r \approx 1/r_\xi \quad (3)$$

где \mathbf{e}_θ и \mathbf{e}_{θ_ξ} – орты углов θ и θ_ξ соответственно.

Элемент $d\xi$ в точке наблюдения в дальней зоне создает элементарное поле [8]:

$$d\mathbf{E} = \frac{\sin \theta_\xi \mathbf{e}_{\theta_\xi}}{4\pi\epsilon_a r_\xi c^2} \frac{\partial i_L(\xi, t - r_\xi/c)}{\partial t} d\xi, \quad (4)$$

где ϵ_a – абсолютная диэлектрическая проницаемость среды; c – скорость распространения ЭМП; $i_L(\xi, t)$ – пространственно-временное распределение тока по антенне.

Суммарное поле антенны в точке наблюдения с учетом приближений (3) равно:

$$\mathbf{E} = \frac{\sin \theta \mathbf{e}_\theta}{4\pi\epsilon_a r c^2} \int_0^L \frac{\partial}{\partial t} i_L\left(\xi, t - \frac{r}{c} + \frac{\xi \cos \theta}{c}\right) d\xi. \quad (5)$$

Дальнейшее решение задачи связано с нахождением распределения тока по антенне. В общем виде функция $i_L(\xi, t)$ находится путем решения интегрального уравнения [9]. Это возможно сделать только численными методами. Численные решения, однако, сложны в получении, всегда имеют определенную степень приближения и не удобны для проведения анализа свойств направленности антенн и определения их энергетических характеристик.

Исследования распределений тока для проволочных антенн, полученных численно [10] и методом телеграфных уравнений [11], показали, что импульс возбуждающего тока распространяется вдоль антенны в виде бегущей уединенной волны, испытывая отражения от ее концов. При этом в реальной антенне амплитуда импульса медленно уменьшается и меняется его форма. Эти изменения тем меньше, чем тоньше антenna [3]. Поэтому тонкие антенные часто замещают однопроводной линией передачи и используют модель неизменной по форме и амплитуде бегущей волны для описания распределения тока по антенне [3-5]. Такая модель позволяет выявить основные закономерности формирования энергетической диаграммы направленности и проводить аналитические расчеты. Она будет использоваться для дальнейшего анализа.

Для улучшения понимания процесса формирования энергетической диаграммы направленности антенн удобно рассмотреть идеализированную антенну, в которой отсутствуют отраженные волны тока. В этом случае пространственно-временное распределение возбуждающего тока будет иметь вид:

$$i_L(\xi, t) = i(t - \xi/c). \quad (6)$$

Вычисление интеграла (5) для тока (6) приводит к формуле:

$$\mathbf{E} = \frac{\sin \theta \mathbf{e}_\theta}{4\pi\epsilon_a r c (1 - \cos \theta)} (i(t^*) - i(t^* - \varsigma(\theta))), \quad (7)$$

где $t^* = t - r/c$ – смещенное время; $\varsigma(\theta)$ – время задержки импульса обратной полярности:

$$\varsigma(\theta) = \frac{L(1 - \cos \theta)}{c}. \quad (8)$$

Подстановка (7) в (2) дает:

$$w(r, \theta) = \frac{\sin^2 \theta \left(\int_{-\infty}^{\infty} i^2(t^*) dt - 2 \int_{-\infty}^{\infty} i(t^*) i(t^* - \zeta(\theta)) dt + \int_{-\infty}^{\infty} i^2(t^* - \zeta(\theta)) dt \right)}{16\pi^2 Z_0 \epsilon_a^2 r^2 c^2 (1 - \cos \theta)^2}. \quad (9)$$

Из (9) видно, что плотность энергии поля антенны связана с энергетическими параметрами возбуждающего тока. Первое и третье слагаемые в числителе выражения (9) представляют собой энергию входного сигнала на единицу сопротивления, а второе слагаемое есть автокорреляционная функция детерминированного сигнала [12]. Таким образом, (9) можно представить в виде:

$$w(r, \theta) = \frac{W_0}{4\pi r^2} \frac{\sin^2 \theta}{(1 - \cos \theta)^2} \left(1 - R_i \left(\frac{L(1 - \cos \theta)}{c} \right) \right), \quad (10)$$

где $R_i(\tau)$ – коэффициент корреляции входного тока:

$$R_i(\tau) = B_i(\tau)/B_i(0), \quad (11)$$

$B_i(\tau)$ – корреляционная функция входного тока:

$$B_i(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} i(t) i(t - \tau) dt, \quad (12)$$

$W_0 = B_i(0)Z_0/(2\pi)$ – энергия возбуждающего тока, выделяемая на сопротивлении 60 Ом.

Согласно определению [13] из (10) можно выразить коэффициент направленного действия рассматриваемой антенны:

$$D(\theta) = \frac{\sin^2 \theta}{(1 - \cos \theta)^2} \left(1 - R_i \left(\frac{L(1 - \cos \theta)}{c} \right) \right), \quad (13)$$

Для плотности энергии (10) энергетическая диаграмма направленности будет равна:

$$F(\theta) = k \frac{\sin^2 \theta}{(1 - \cos \theta)^2} \left(1 - R_i \left(\frac{L(1 - \cos \theta)}{c} \right) \right), \quad (14)$$

где k – нормировочный коэффициент:

$$k = \frac{(1 - \cos \theta_{\max})^2}{\sin^2 \theta_{\max} (1 - R_i(\zeta(\theta_{\max})))}. \quad (15)$$

Таким образом, энергетическая диаграмма направленности линейной антенны бегущей волны зависит от корреляционной функции возбуждающего тока. Свойства корреляционной функции будут определять свойства направленности антенны. В частности, корреляционная функция пачки одинаковых импульсов имеет многопиковый характер, следовательно, при излучении пачки импульсов количество экстремумов энергетической диаграммы направленности будет увеличено по сравнению с моноимпульсным режимом.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА И АНАЛИЗ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННЫ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ В РАЗЛИЧНЫХ РЕЖИМАХ ИЗЛУЧЕНИЯ

Расчёт проведён для антенны, возбуждаемой генератором гауссовых импульсов тока. Каждый импульс в собственной системе отсчета времени (начало которой совмещено с центром импульса) описывается законом:

$$i_0(t) = I_m \exp(-18t^2/\tau_i^2). \quad (16)$$

где I_m – амплитуда импульса; τ_i – длительность импульса по уровню $0,011I_m$.

Корреляционная функция и коэффициент корреляции импульса (16) равны:

$$B_{i0}(\tau) = (\sqrt{\pi}/6) I_m^2 \tau_i \exp(-9\tau^2/\tau_i^2), \quad R_{i0}(\tau) = \exp(-9\tau^2/\tau_i^2). \quad (17)$$

В моноимпульсном режиме $i(t) = i_0(t)$. Энергетическая диаграмма направленности антенны, возбуждаемой одиночным импульсом (16), описывается выражением:

$$F_0(\theta) = k \frac{\sin^2 \theta}{(1 - \cos \theta)^2} \left(1 - \exp \left(-9 \frac{L^2}{c^2 \tau_i^2} (1 - \cos \theta)^2 \right) \right). \quad (18)$$

Из (18) видно, что энергетическая диаграмма направленности зависит от отношения длины антенны к пространственной протяженности импульса возбуждающего тока $L/(c\tau_i)$. В частности при $L \ll c\tau_i$ (18) преобразуется в формулу:

$$F_0(\theta) \approx 9kL^2 \sin^2 \theta / (c^2 \tau_i^2). \quad (19)$$

На рисунке 2 показаны графики энергетических диаграмм направленности антенны бегущей волны в моноимпульсном режиме излучения при различных соотношениях ее длины и пространственной протяженности импульса тока. Графики построены по формуле (18). Из рисунка видно, что все диаграммы имеют один максимум. При уменьшении длительности импульса максимум излучения прижимается к оси антенны (в сторону распространения волны тока), а ширина луча уменьшается. Это, в частности, соответствует результату, полученному в работе [5].

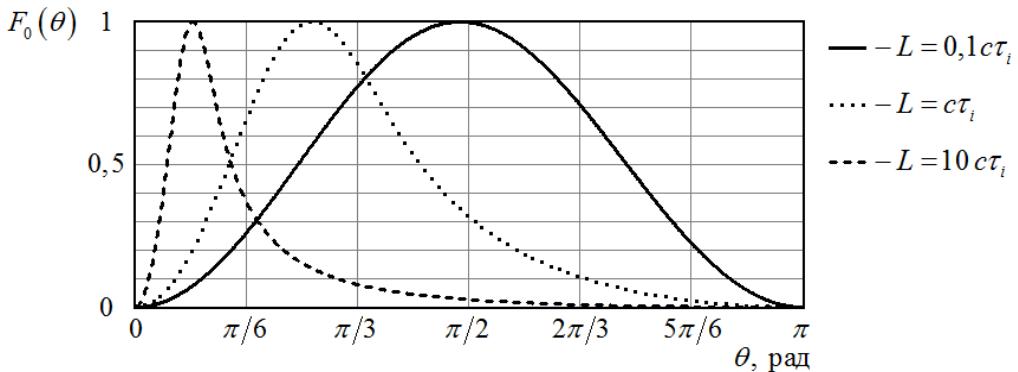


Рис. 2. Энергетические диаграммы направленности антенны бегущей волны в моноимпульсном режиме.

В режиме возбуждения антенны последовательностью N импульсов, повторяющихся с периодом T , входной ток будет представлять сумму:

$$i(t) = \sum_{n=0}^{N-1} i_0(t - nT). \quad (20)$$

Корреляционная функция и коэффициент корреляции последовательности импульсов (20) равны:

$$B_i(\tau) = NB_{i0}(\tau) + \sum_{n=1}^{N-1} (N-n)(B_{i0}(\tau + nT) + B_{i0}(\tau - nT)), \quad (21)$$

$$R_i(\tau) = R_{i0}(\tau) + \sum_{n=1}^{N-1} \left(1 - \frac{n}{N} \right) (R_{i0}(\tau + nT) + R_{i0}(\tau - nT)). \quad (22)$$

Подстановка (22) в (14) приводит к формуле:

$$F(\theta) = F_0(\theta) - \Delta F(\theta), \quad (23)$$

где $\Delta F(\theta)$ – величина, зависящая от количества импульсов в последовательности и периода их повторения:

$$\Delta F(\theta) = \frac{k \sin^2 \theta}{(1-\cos \theta)^2} \sum_{n=1}^{N-1} \left(1 - \frac{n}{N}\right) \left(R_{i0} \left(\frac{L(1-\cos \theta)}{c} + nT \right) + R_{i0} \left(\frac{L(1-\cos \theta)}{c} - nT \right) \right). \quad (24)$$

Из (23) видно, что энергетическая диаграмма направленности антенны бегущей волны в режиме формирования последовательности импульсов определяется моноимпульсной диаграммой $F_0(\theta)$ за вычетом величины $\Delta F(\theta)$. Эта величина соответствует боковым лепесткам коэффициента корреляции, которые всегда меньше его главного максимума. Поэтому $\Delta F(\theta) \leq F_0(\theta)$. При $L \leq c\tau_i$ справедливо соотношение: $\Delta F(\theta) \ll F_0(\theta)$, т.е. $F(\theta) \approx F_0(\theta)$. Зависимость свойств направленности антенны от параметров импульсной последовательности заметна только при излучении импульсов, пространственная протяженность которых меньше длины антенны.

С использованием выражений (23), (18) и (24) проведен расчет энергетических диаграмм направленности линейной антенны бегущей волны при различных соотношениях между параметрами излучаемой импульсной последовательности и размером антенны. На рисунках 3 и 4 показаны графики диаграмм направленности антенны длиной $L = 10c\tau_i$ в режимах излучения двух и десяти импульсов при $T = \tau_i$ и $T = 5\tau_i$ соответственно. На рисунках 5 и 6 показаны графики диаграмм направленности антенны длиной $L = 50c\tau_i$ в тех же режимах при $T = \tau_i$ и $T = 5\tau_i$ соответственно. На всех рисунках для сравнения показана моноимпульсная диаграмма направленности.

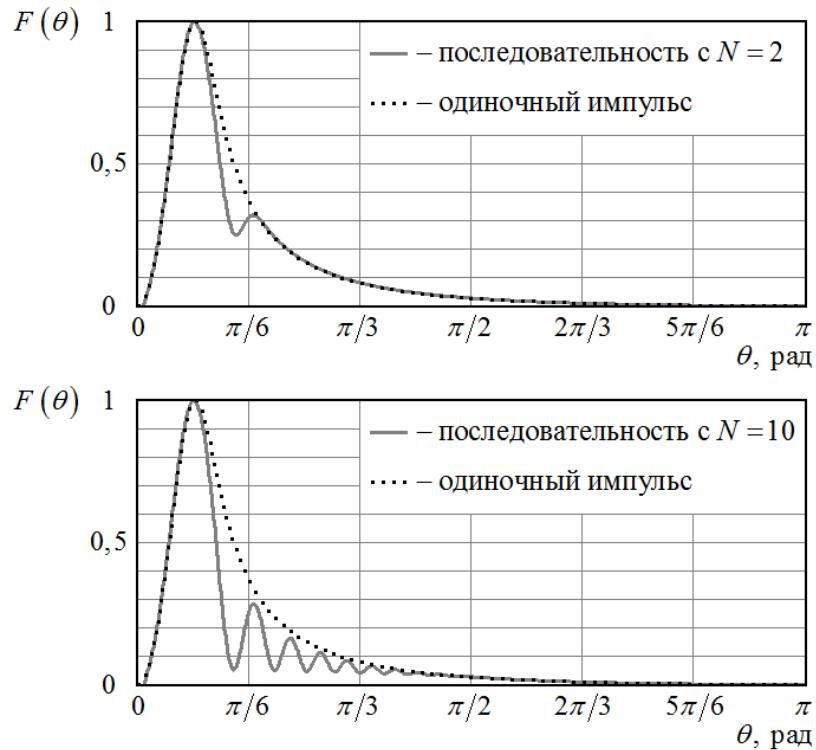


Рис. 3. Энергетические диаграммы направленности антенны бегущей волны длиной $L = 10c\tau_i$ в режиме излучения импульсной последовательности со скважностью 1.

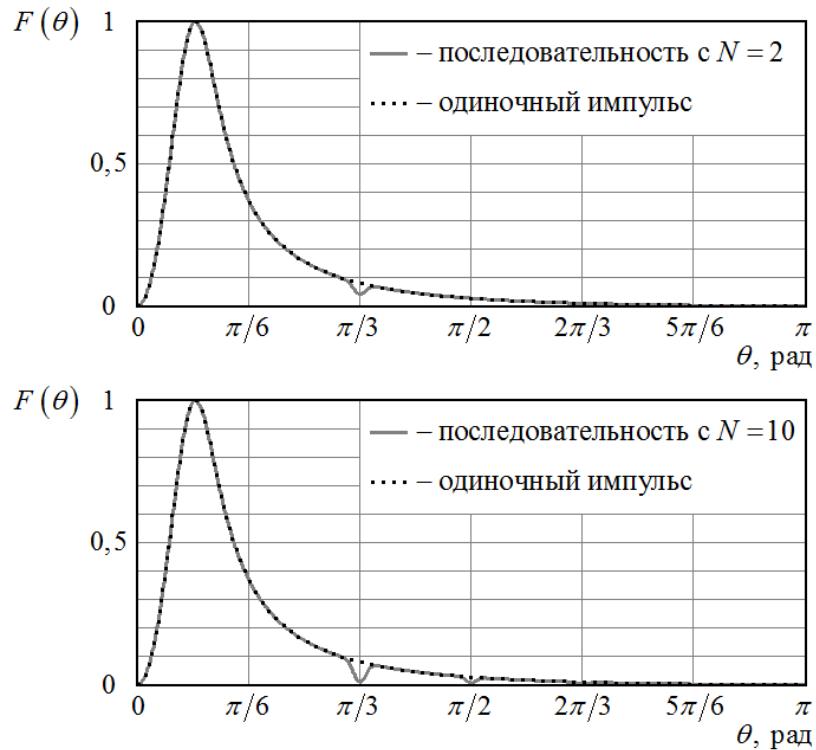


Рис. 4. Энергетические диаграммы направленности антенны бегущей волны длиной $L = 10c\tau_i$ в режиме излучения импульсной последовательности со скважностью 5.

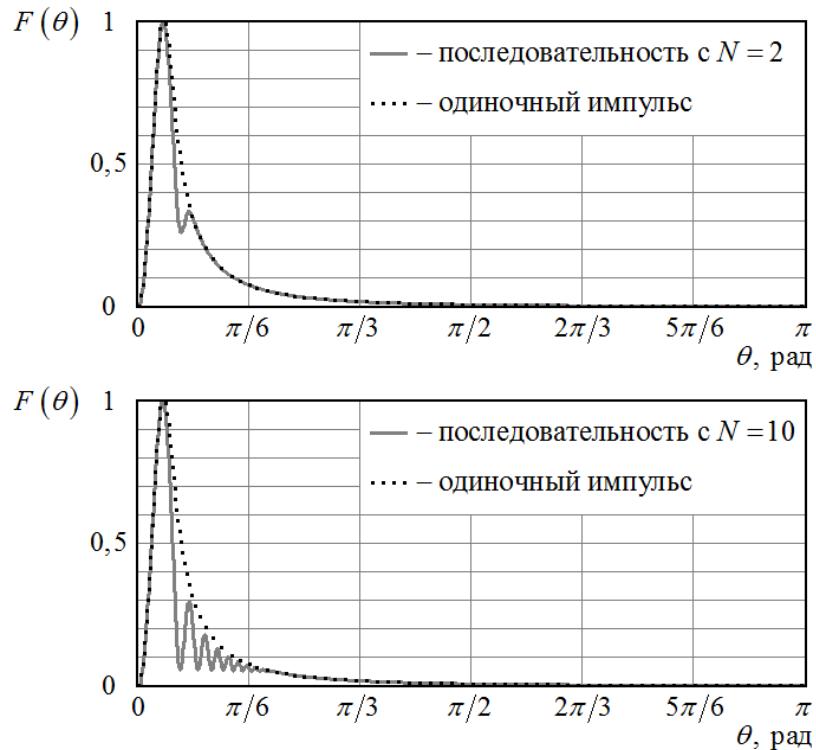


Рис. 5. Энергетические диаграммы направленности антенны бегущей волны длиной $L = 50c\tau_i$ в режиме излучения импульсной последовательности со скважностью 1.

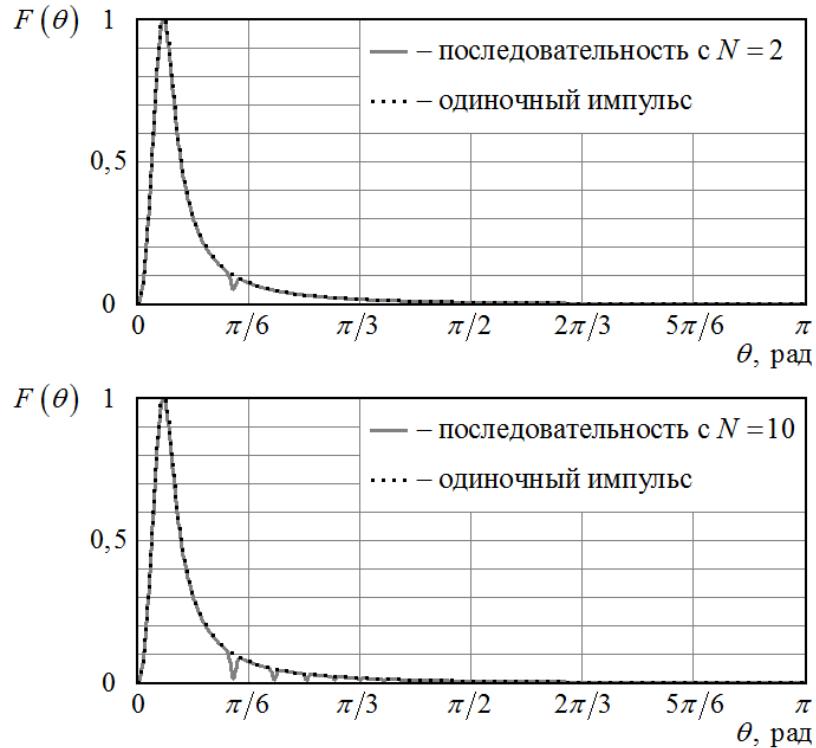


Рис. 6. Энергетические диаграммы направленности антенны бегущей волны длиной $L = 50 c\tau_i$ в режиме излучения импульсной последовательности со скважностью 5.

Из графиков на рисунках 3–6 видно, что диаграмма направленности в режиме излучения последовательности импульсов отличается от моноимпульсной тем, что на ней появляются провалы различной глубины и ширины. Количество провалов тем больше, чем больше импульсов в последовательности. Глубина провалов также увеличивается при увеличении количества импульсов. При малых скважностях происходит деформация главного максимума – его ширина в режиме импульсной последовательности уменьшается по сравнению с моноимпульсным режимом. При увеличении скважности зависимость энергетической диаграммы направленности от параметров последовательности импульсов ослабевает.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе упрощенной модели распределения тока получено соотношение, связывающее энергетическую диаграмму направленности линейной антенны бегущей волны с корреляционной функцией возбуждающего тока. С использованием полученного соотношения проведены расчеты энергетических диаграмм направленности антенны, возбуждаемой генератором гауссовых импульсов, в режимах одиночного импульса и импульсной последовательности. Установлено, что для импульсов, пространственная протяженность которых соизмерима или превосходит длину антенны, энергетическая диаграмма направленности не зависит от режима генератора. Зависимость диаграммы направленности от временных параметров последовательности появляется в тех случаях, когда пространственная протяженность формируемых импульсов значительно меньше длины антенны и следуют они с малыми периодами повторения. В этом случае на диаграмме появляются провалы, а также возможно сужение главного максимума излучения. Чем больше импульсов укладывается на длине антенны, тем сильнее искажается диаграмма направленности по сравнению с моноимпульсным режимом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Радзинский В. Г., Трифонов П. А. Обработка сверхширокополосных сигналов и помех. М.: Радиотехника, 2009. – 288 с.
2. Айзенберг Г. З. Антенны ультракоротких волн. М.: Государственное издательство литературы по вопросам связи и радио, 1957. – 700 с.
3. Smith G. S. An Introduction to Classical Electromagnetic Radiation. New York: Cambridge University Press, 1997. – 674 p.
4. Иммореев И. Я., Синявин А. В. Излучение сверхширокополосных сигналов // Антенны, 2001, №1 (47). – С. 8-16.
5. Сугак М. И. Оценка энергетического коэффициента направленного действия однопроводной антенны бегущей волны, возбуждаемой гауссовским импульсом // Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ». Серия «Радиоэлектроника и телекоммуникации», 2003, № 2. – С. 16-18.
6. Smith G. S., Hertel T. W. On the Transient Radiation of Energy from Simple Current Distributions and Linear Antennas // IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2003, Vol. 43, № 3. – P. 49-62.
7. Моделирование малогабаритных сверхширокополосных антенн / Под ред. В. Б. Авдеева и А. В. Ашихмина. Воронеж: ВГУ, 2005. – 223 с.
8. Harmuth H. F., Ding-Rong Sh. Antennas for Nonsinusoidal Waves. Part I-Radiators // IEEE Trans, on EMC. Vol. EMC-25. Febr. 1983. № 1. – P. 13–24.
9. Вычислительные методы в электродинамике / Под ред. Р. Митры. М.: Мир, 1977. – 485 с.
10. Vossen S. H. J. A. A two-wire antenna system for detecting objects in a homogeneous dielectric half space. Technische Universiteit Eindhoven, 2003. – 177 p.
11. Волков А. А. Методика и результаты расчета поля излучения биконической антенны при импульсном возбуждении // Антенны, 2011, №9 (172). – С. 38-42.
12. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.
13. Зернов Н. В., Меркулов Г. В. Энергетические характеристики апертурных антенн, излучающих негармонические волны // Радиотехника, 1991, №1. С. 68-71.

REFERENCES

1. Radzievskiy V. G, Trifonov P. A. Processing of ultrawideband signals and noise. M.: Radio engineering, 2009. – 288 p.
2. Aizenberg G. Z. Antennas of ultrashort waves. M.: State publishing house of literature on communications and radio, 1957. - 700 p.
3. Smith G. S. An Introduction to Classical Electromagnetic Radiation. New York: Cambridge University Press, 1997. – 674 p.
4. Immoreev I. Ya., Sinyavin A. V. Radiation of ultra-wideband signals // Antennas, 2001, No. 1 (47). - Pp. 8-16.
5. Sugak M. I. Evaluation of the directional energy coefficient of a single-wire traveling wave antenna excited by a Gaussian pulse // Izvestiya SPbGETU «LETI». Series «Radio Electronics and Telecommunications», 2003, No. 2. – Pp. 16-18.
6. Smith G. S., Hertel T. W. On the Transient Radiation of Energy from Simple Current Distributions and Linear Antennas // IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2003, Vol. 43, No. 3. – Pp. 49-62.
7. Modeling of small-sized ultra-wideband antennas / Ed. by V. B. Avdeev and A. V. Ashikhmin. Voronezh: VSU, 2005 – 223 p.

8. Harmuth H. F., Ding-Rong Sh. Antennas for Nonsinusoidal Waves. Part I-Radiators // IEEE Trans, on EMC. Vol. EMC-25. Febr. 1983. No 1. – Pp. 13–24.
9. Computational methods in electrodynamics / Ed. by R. Mitra. M.: Mir, 1977. – 485 p.
10. Vossen S. H. J. A. A two-wire antenna system for detecting objects in a homogeneous dielectric half space. Technische Universiteit Eindhoven, 2003. – 177 p.
11. Volkov A. A. Methods and results of calculating the radiation field of a biconic antenna under pulsed excitation // Antennas, 2011, No 9 (172). – Pp. 38-42.
12. Gonorovsky I. S. Radio engineering circuits and signals. M.: Radio and Communications, 1986. – 512 p.
13. Zernov N. V., Merkulov G. V. Energy characteristics of aperture antennas emitting non-harmonic waves // Radio Engineering, 1991, No. 1. – Pp. 68-71.

АНАЛИТИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ВБЛИЗИ МЕТАЛЛИЧЕСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ ПОКРЫТОЙ СЛОЕМ ДИЭЛЕКТРИКА

В.Б. Байбурин¹, В.В. Комаров^{1,2}, В.П. Мещанов²

¹Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А. (СГТУ имени Гагарина Ю.А.), Саратов, Российская Федерация

²ООО НПП «НИКА-СВЧ», Саратов, Российская Федерация

Аннотация. В данной работе для анализа векторов поля плоской электромагнитной волны, падающей на металлическую поверхность через слой диэлектрика предлагается приближенная аналитическая модель, учитывающая поляризацию волн и возможные вариации диэлектрических свойств среды распространения. Представленный аналитический алгоритм позволяет оценить величину напряженности электрического поля в задачах обработки металлических поверхностей СВЧ-излучением.

Ключевые слова: микроволновый диапазон; плоская электромагнитная волна; коэффициент отражения; комплексная диэлектрическая проницаемость.

ANALYTICAL ESTIMATION OF THE ELECTROMAGNETIC FIELD INTENSITY NEAR A METAL SURFACE COVERED WITH A LAYER OF DIELECTRIC

V.B. Bayburin¹, V.V. Komarov^{1,2}, V.P. Meshchanov²

¹Yuri Gagarin State Technical University of Saratov (SSTU named by Gagarin Yu.A.), Saratov, Russian Federation

²JSC NPP «NIKA-SVCH», Saratov, Russian Federation

Abstract. To analyze the field vectors of a plane electromagnetic wave incident on a metal surface through a dielectric layer, an approximate analytical model, that takes into account the polarization of waves and possible variations in the dielectric properties of the propagation medium, is proposed in this paper. The presented analytical algorithm makes it possible to estimate the magnitude of the electric field strength in the problems of processing metal surfaces with microwave radiation.

Keywords: microwave range; plane electromagnetic wave; reflection coefficient; complex dielectric permittivity.

1. ВВЕДЕНИЕ

Для решения целого ряда практических задач прикладной электродинамики представляет интерес анализ процессов распространения и рассеяния электромагнитных (ЭМ) волн на границе раздела сред металл-диэлектрик. Одной из таких задач является определение напряженности электрического поля волны вблизи металлической поверхности покрытой слоем диэлектрика с потерями. Решение этой задачи актуально, например, при изучении высокоинтенсивных воздействий энергией ЭМ поля СВЧ-диапазона на медицинские инструменты с целью их предоперационной подготовки [1]. Причем, в отличие от пищевых технологий, где превалирующее влияние на дезактивацию микрофлоры оказывает температура, деконтаминация поверхности хирургических инструментов, как показали результаты исследований в [1, 2], осуществляется посредством электрической составляющей поля ЭМ волны, падающей

на поверхность металла. При этом для устранения негативных эффектов искрения при облучении конфигурационно сложных трехмерных объектов с острыми краями и другими неоднородностями, инструменты погружаются в пластиковый контейнер, заполненный водой.

2. ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ

Рассмотрим электродинамическую модель (рис.1) процесса падения под углом φ из верхнего полупространства (область Ω_1) на металлическую поверхность, покрытую слоем диссипативного диэлектрика, например, воды, плоской ЭМ волны с волновым вектором \vec{k} и векторами напряженности:

$$\vec{E} = \vec{E}_0 \exp(-jk\vec{r}), \vec{H} = \vec{H}_0 \exp(-jk\vec{r}), \quad (1)$$

где \vec{r} - радиус-вектор точки трехмерного пространства.

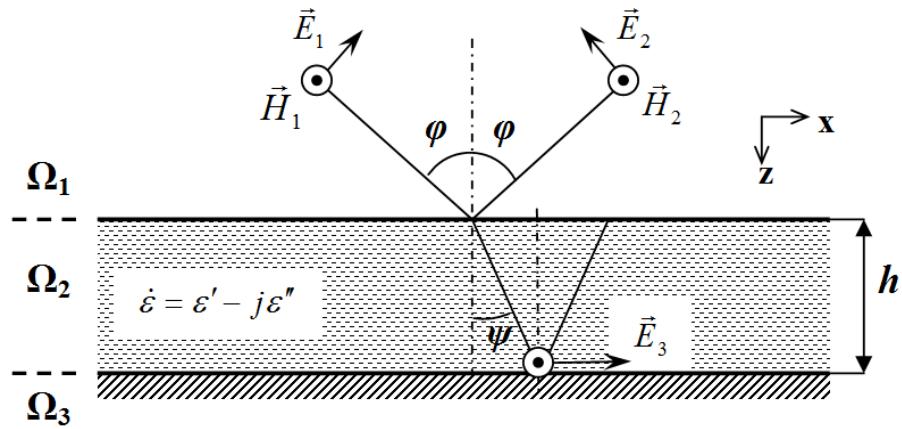


Рис. 1. Распространение плоской ЭМ волны на границах раздела сред.

В общем случае плоская линейно поляризованная ЭМ волна характеризуется произвольным расположением вектора \vec{E} в пространстве и, для простоты анализа, рассмотрим только два варианта его ориентации для падающей, отраженной и прошедшей в среду с потерями волн: параллельно и перпендикулярно плоскости падения.

В области Ω_1 волна частично отражается на границе раздела сред воздух-вода и частично проникает в область Ω_2 , где она претерпевает некоторое затухание за счет потерь в диссипативной среде и опять отражается от поверхности металла.

Коэффициент отражения на границе воздух-вода в первом приближении без учета потерь в диэлектрике можно найти с помощью соотношений [3]:

$$|R| = \sqrt{1 - |T|^2}, \quad (2)$$

$$|T|^2 = N^2 \left[N^2 + \left(\frac{N^2 - 1}{2} \right)^2 \sin^2 \vartheta \right]^{-1}, \quad (3)$$

$$N_{\perp} = \frac{\cos \varphi}{\sqrt{\varepsilon' - \sin^2 \varphi}}; \quad N_{//} = \frac{\varepsilon' \cos \varphi}{\sqrt{\varepsilon' - \sin^2 \varphi}}, \quad (4)$$

$$\vartheta = \left(\frac{2\pi h}{\lambda} \right) \sqrt{\varepsilon' - \sin^2 \varphi}, \quad (5)$$

где $|R|$ и $|T|$ - модуль коэффициентов отражения и передачи соответственно, ε' - диэлектрическая проницаемость среды распространения, λ - длина волны, h - толщина диэлектрического слоя, N_{\perp} и $N_{//}$ - коэффициенты Френеля для перпендикулярной и параллельной поляризации.

В области Ω_2 коэффициент затухания ЭМ волны можно оценить, как [4]:

$$\alpha = \omega (0,5 \varepsilon_0 \mu_0 \varepsilon')^{1/2} \left[\left(1 + \left(\frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \right)^2 \right)^{1/2} - 1 \right], \quad (6)$$

где ω - круговая частота, $\varepsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$ Ф/м и $\mu_0 = 1,257 \cdot 10^{-6}$ Гн/м - диэлектрическая и магнитная постоянные ε'' - коэффициент потерь.

Расстояние, которое преодолевает волна в области Ω_2 , будет определяться углами падения φ и преломления ψ следующим образом:

$$l = \frac{h}{\cos(\psi)}; \quad \sin(\psi) = \frac{\sin(\varphi)}{\sqrt{\varepsilon'}}. \quad (7)$$

Наконец на границе раздела сред в области Ω_2 падающая ЭМ волна практически полностью отражается от металлической поверхности из-за скачка волнового сопротивления. Волновое сопротивление любого проводника [5]:

$$Z_{np} \approx (1 + j) \sqrt{\frac{\mu \omega}{2 \sigma_e}}, \quad (8)$$

где μ - магнитная проницаемость, σ_e - электропроводность, $j = \sqrt{-1}$.

Учитывая, что на поверхности металла имеются микронеровности, соизмеримые или превышающие значения глубины проникновения, часть поля проникает внутрь металла (область Ω_3), что приводит к появлению реактивной составляющей поверхностного сопротивления, а коэффициент отражения от металлической поверхности становится несколько меньше единицы. В области Ω_3 электрические токи концентрируются у поверхности проводника в так называемом скин-слое:

$$\Delta = (\pi f \mu \sigma_e)^{-1/2}, \quad (9)$$

где f - частота падающего излучения.

Таким образом, чтобы найти тангенциальную компоненту вектора E_{3r} (рис.1) необходимо установить какая часть мощности падающей ЭМ волны проникает в область Ω_2 , а затем - определить уровень затухания энергии в этой области. При этом в модели не учитываются процессы формирования стоячей волны в слое диэлектрика Ω_2 из-за переотражений от границ этой области.

Для оценки влияния температуры ($T^{\circ}\text{C}$) на диэлектрические свойства среды с потерями можно воспользоваться экспериментальными данными [6] о зависимости $\dot{\varepsilon}(T)$, где $\dot{\varepsilon}$ - комплексная диэлектрическая проницаемость.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенная аналитическая модель носит обобщенный характер и, в ряде случаев, может оказаться полезной при решении многих прикладных задач. В

частности, она позволяет в первом приближении оценить величину напряженности поля вблизи поверхности медицинских инструментов, облучаемых интенсивными потоками СВЧ-энергии с целью их деконтаминации.

4. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта Российского научного фонда (проект № 22-19-00357).

ЛИТЕРАТУРА

1. Байбурин В.Б., Тертышник В.В., Шуб Г.М., Лунева И.О., Хороводова Н.Ю. Стерилизация медицинских инструментов на основе СВЧ электротехнологии // Вопросы электротехнологии, 2018, № 2(19). - С. 5-8.
2. Байбурин В.Б., Балакин М.И., Комаров В.В., Лунева И.О., Никифоров А.А., Мещанов В.П. Быстрый метод полной деконтаминации в СВЧ электромагнитном поле // Вопросы электротехнологии, 2022, № 2(35). - С. 27-30.
3. Воробьев Е.А. Экранирование СВЧ-конструкций. М.: Советское радио, 1979. - 136 с.
4. Metaxas A.C., Meredith R.J. Industrial microwave heating. London: Peter Peregrinus, 1983. - 356 р.
5. Григорьев А.Д. Электродинамика и микроволновая техника. С.Пб.: Лань, 2007. - 704 с.
6. Ratamadecho P., Aoki K., Akahori M. The characteristics of microwave melting of frozen packed beds using a rectangular waveguide // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2002, V.50, N 2. - P. 1495-1502.

REFERENCES

1. Bayburin V.B., Tertishnik V.V., Shub G.V., Luneva I.O., Khorovodova N.Yu. Sterilization of medical instruments based on microwave technologies // Questions of Electrotechnology, 2018, N 2(19). - P. 5-8.
2. Bayburin V.B., Balakin M.I., Komarov V.V., Luneva I.O., Nikiforov A.A., Meshchanov V.P. A rapid technique for complete decontamination in the microwave electromagnetic field // Questions of Electrotechnology, 2022, N 2(35). - P. 27-30.
3. Vorobyev A.E. Shielding of microwave constructions. M.: Sovetskoe Radio, 1979. - 136 p.
4. Metaxas A.C., Meredith R.J. Industrial microwave heating. London: Peter Peregrinus, - 356 p.
5. Grigoriev A.D. Electrodynamics and microwave engineering. S.Pb.: Lan', 2007. - 704 p.
6. Ratamadecho P., Aoki K., Akahori M. The characteristics of microwave melting of frozen packed beds using a rectangular waveguide // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2002, V.50, N 2. - P. 1495-1502.

ВЕРОЯТНОСТЬ БИТОВОЙ ОШИБКИ В МИМО СИСТЕМЕ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ ПОМЕХ

Ю.Н. Паршин¹, В. Н. Т. Нгуен¹

¹ Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина
(РГРТУ), Рязань, Российская федерация

Аннотация. Исследуется пространственная компенсация помех в МИМО системе передачи информации. Рассмотрены следующие алгоритмы компенсации помех: подавление помех на основе принципа обеления, подавление помех по критерию минимума мощности помех в каждом пространственном канале. Пространственное кодирование и декодирование производится в соответствии с алгоритмом Аламоути. Анализ вероятности битовой ошибки производится методом вычислительного эксперимента в среде MatLab. На основе полученных зависимостей вероятности ошибки делаются выводы о возможности эффективной передачи информации при использовании компенсации пространственно коррелированных помех.

Ключевые слова: МИМО система связи, вероятность ошибки, пространственное подавление помех, компенсаторы помех.

BIT ERROR PROBABILITY IN A MIMO COMMUNICATION SYSTEM WITH SPATIAL INTERFERENCE COMPENSATION

Yuri Parshin¹, Thuan Nguyen¹

¹Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin (RSREU),
Ryazan, Russian Federation

Abstract. The spatial interference compensation in the MIMO information transmission system is investigated. The following interference compensation algorithms are considered: interference suppression based on the whitening principle, interference suppression according to the criterion of minimum interference power in each spatial channel. Spatial encoding and decoding is performed in accordance with the Alamouti algorithm. The analysis of the bit error probability is carried out by the method of computational experiment in the MatLab environment. On the basis of the obtained dependences of the error probability, conclusions are drawn about the possibility of efficient transmission of information using the compensation of spatial-ly correlated interference.

Keywords: MIMO communication system, error probability, spatial interference suppression, interference cancellers.

1. ВВЕДЕНИЕ

Эффективность систем передачи информации определяется действие комплекса помех, которые отличаются своими характеристиками в частотной, временной, пространственной областях. Для подавления различных помех известны соответствующие технические средства: линейные фильтры, ограничители, антенные решетки [1]. Другим фактором, определяющим эффективность систем передачи информации, являются замирания сигнала, вызванные многолучевым распространением электромагнитных волн. Для уменьшения влияния замираний используется частотное, временное и пространственное разнесение сигнала. Наиболее эффективным средством является пространственное кодирование на передающей стороне и пространственное декодирование на

приемной стороне, реализуемые с помощью технологии MIMO [1-3] и антенных решеток. Возникает возможность использования антенной решетки на приемной стороне для пространственного декодирования сигнала, а также для пространственной компенсации помех.

В работе [4] рассмотрена помехоустойчивая SIMO система передачи информации при действии нескольких мощных широкополосных помех. Разработан алгоритм «слепого» подавления помех, который подавляет помехи и одновременно выделяет многолучевой сигнал. При этом для получения информации о канале для подавления помехи и выделения сигнала используется пилот-сигнал.

В работе [5] используется MIMO технология для повышения помехоустойчивости OFDM системы передачи информации. Представлена структура помехоустойчивой MIMO системы, которая содержит компенсатор помехи и возможности пространственного кодирования для восстановления работоспособности сети в условиях действия помех. При этом особое внимание уделено подавлению реактивной помехи, которая возникает после передачи преамбулы.

В работе [6] исследуется эффективность MIMO системы передачи информации при действии пространственно коррелированной и некоррелированной помех. Подавление помех производится с помощью обеляющего фильтра с учетом корреляционных матриц помех. Пространственное кодирование производится в пространстве собственных лучей с использованием результатов. Проведен анализ вероятности битовой ошибки в зависимости от угловой координаты помехи при различном числе антенн.

Вместе с тем актуальной задачей является анализ вероятности битовой ошибки при заданном алгоритме пространственного кодирования и декодирования не произошлося. Важной практической задачей является пространственная компенсация помех при априорной неопределенности их характеристик.

Целью работы является анализ вероятности битовой ошибки в MIMO системе передачи информации с пространственной компенсацией помех с использованием пространственно-временного кодирования Аламоути.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Пространственная структура MIMO системы состоит из передатчика с N_{Tx} антennами, приемника с N_{Rx} антennами, расположенных на плоскости с координатами $x_n, y_n, n=1, \dots, N_{Rx}$, и K одноантенных источников помех. Сигнал на выходах приемных антенн образуется путем преобразования вектора переданных антennами передатчика сигналов \underline{X} в канале: $\underline{S} = \underline{H}\underline{X}$. В результате на выходе приемных антенн получаем вектор наблюдаемого процесса $\underline{Y} = \underline{H}\underline{X} + \underline{V}$, где \underline{X} – вектор-столбец передаваемых символов, \underline{V} – вектор-столбец помехи, \underline{H} – матрица канальных коэффициентов размером $N_{Rx} \times N_{Tx}$.

Помеха в наблюдаемом процессе (1) представляет собой сумму двух составляющих $\underline{V} = \underline{Z} + \underline{U}$ где \underline{Z} – пространственно-коррелированная помеха, $\underline{U} = \{\underline{u}_1, \underline{u}_2, \dots, \underline{u}_{N_{Rx}}\}$ – пространственно некоррелированный шум с матрицей пространственной корреляции $\underline{R}_U = D_U \mathbf{I}$. Пространственно-коррелированная помеха задается K источниками некоррелированных гауссовских процессов p_k с дисперсией D_k , приходящими с направлений, задаваемых азимутом α_k и углом места γ_k , $k = 1, \dots, K$. В пространстве все помехи суммируются в соответствии с пространственной структурой антенной системы и рас-

положением помех [1] $\underline{\mathbf{Z}} = \sum_{k=1}^K p_k \underline{\mathbf{V}}_k$ где
 $\underline{\mathbf{V}}_k = \left\{ v_{kn} = \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda} \sin \gamma_k (x_n \cos \alpha_k + y_n \sin \alpha_k) \right], n = 1, \dots, N_{Rx} \right\}$ – направляющий вектор k -й помехи, λ – длина волны.

Корреляционная матрица помех равна сумме корреляционных матриц для коррелированной и некоррелированной составляющих $\underline{\mathbf{R}}_V = \underline{\mathbf{R}}_Z + \underline{\mathbf{R}}_U$, где $\underline{\mathbf{R}}_Z = \sum_{k=1}^K D_k \underline{\mathbf{V}}_k \underline{\mathbf{V}}_k^H$ – корреляционная матрица активной составляющей помехи.

Для подавления пространственно коррелированных помех используются линейная пространственная обработка, реализуемая с помощью матричного фильтра $\tilde{\mathbf{Y}} = \underline{\mathbf{W}} \underline{\mathbf{Y}}$. В работе [6] характеристика матричного фильтра задается из требования декорреляции помехи: $\underline{\mathbf{W}} = (\text{chol} \underline{\mathbf{R}}_Z)^{-1}$. Однако, корреляционная матрица помех часто априори неизвестна. Для устранения априорной неопределенности используется алгоритм адаптации по критерию минимума среднего квадрата нескомпенсированных помех [1]. Для реализации этого подхода рассмотрим характеристику фильтров $\underline{\mathbf{W}}_m$, обеспечивающую подавление помех в m -м приемном канале помехами, принятыми всеми остальными ($N_{Rx}-1$) приемными каналами. Для каждого компенсатора обеспечивается подавление помех по критерию минимума мощности (МСКО) выходного сигнала m -го приемного канала, что обеспечивает работу компенсатора помех в адаптивном режиме. Действие МСКО компенсаторов помехи также можно представить в виде матричного фильтра

$$\underline{\mathbf{W}} = \begin{vmatrix} 1 & -w_{11} & \dots & -w_{1(N_{Rx}-1)} \\ -w_{21} & 1 & -w_{22} & -w_{2(N_{Rx}-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -w_{(N_{Rx}-1)1} & \dots & -w_{(N_{Rx}-1)(N_{Rx}-1)} & 1 \end{vmatrix}.$$

В данной работе проводится анализ вероятность битовой ошибки в ММО системе при действии пространственно коррелированных помех и пространственном кодировании кодом Аламоути [2]. Рассматриваются сигналы с двоичной фазовой модуляцией (BPSK).

Предложенная Аламоути ортогональная кодовая матрица для $N_{Tx} = 2$ имеет вид:

$\underline{\mathbf{S}}_2 = \begin{bmatrix} \underline{x}_1 & \underline{x}_2 \\ -\underline{x}_2^* & \underline{x}_1^* \end{bmatrix}$. За два последовательных временных такта передается 2 символа, по-

этому скорость пространственно-временного кодирования равна 1. На приемной стороне сигнал принимается каждой из приемных антенн в два последовательные моменты времени:

$$\underline{\mathbf{Y}}_m = \begin{bmatrix} \underline{y}_{m1} \\ \underline{y}_{m2} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{q}{2}} \begin{bmatrix} \underline{x}_1 & \underline{x}_2 \\ -\underline{x}_2^* & \underline{x}_1^* \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \underline{h}_{m1} \\ \underline{h}_{m2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{v}_{m1} \\ \underline{v}_{m2} \end{bmatrix},$$

где q – отношение сигнал-шум, m – номер приемной антенны. Перепишем полученное выражение в эквивалентном виде:

$$\tilde{\underline{\mathbf{Y}}}_m = \begin{bmatrix} \underline{y}_{m1} \\ \underline{y}_{m2}^* \end{bmatrix} = \left(\sqrt{\frac{q}{2}} \tilde{\underline{\mathbf{H}}}_m \underline{\mathbf{X}} + \tilde{\underline{\mathbf{V}}}_m \right) = \sqrt{\frac{q}{2}} \begin{bmatrix} \tilde{\underline{h}}_{m1} & \tilde{\underline{h}}_{m2} \\ \tilde{\underline{h}}_{m2}^* & -\tilde{\underline{h}}_{m1}^* \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \underline{x}_1 \\ \underline{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{v}_{m1} \\ \underline{v}_{m2}^* \end{bmatrix},$$

где $\tilde{\underline{\mathbf{H}}}_m$ – кодирующая матрица Аламоути, состоящая из элементов канальной матрицы

$\tilde{\mathbf{H}} = \underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{H}}$, учитывающей характеристики матричного фильтра. Используя свойство ортогональности матрицы $\tilde{\mathbf{H}}_m = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{m1} & \tilde{h}_{m2} \\ \tilde{h}_{m1}^* & -\tilde{h}_{m2}^* \end{bmatrix}$, запишем алгоритм пространственного декодирования сигнала m -й приемной антенны:

$$\underline{\mathbf{Z}}_m = \tilde{\mathbf{H}}_m^H \tilde{\mathbf{Y}}_m = \sqrt{\frac{q}{2}} \left(|\tilde{h}_{m1}|^2 + |\tilde{h}_{m2}|^2 \right) \times \begin{bmatrix} \underline{x}_1 \\ \underline{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{w}_{m1} \\ \underline{w}_{m2} \end{bmatrix}.$$

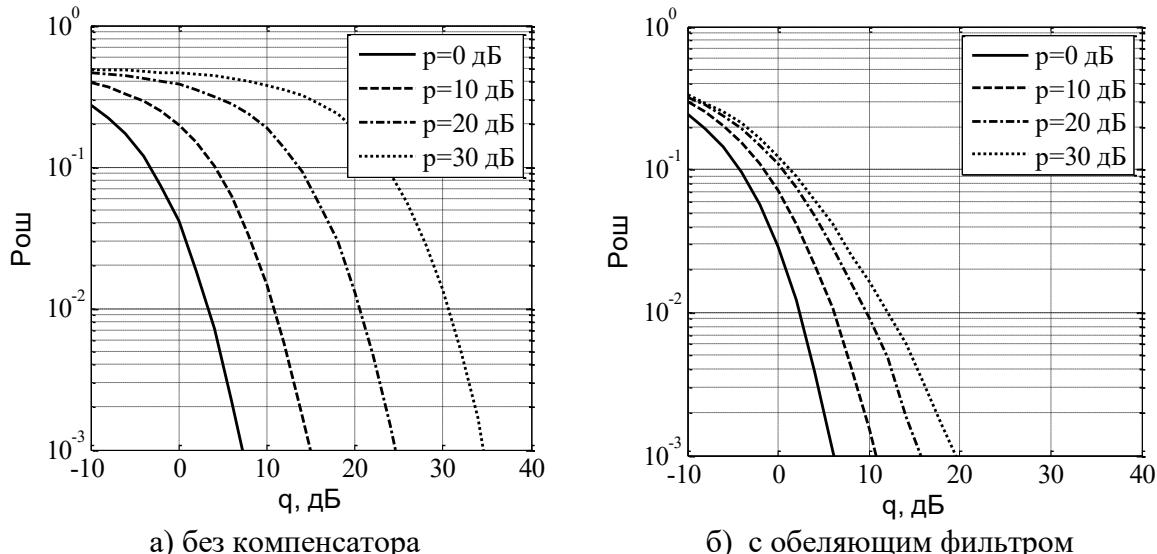
Суммируя сигналы всех приемных антенн, получим статистику для демодуляции BPSK сигналов:

$$\underline{\mathbf{Z}} = \begin{bmatrix} \underline{z}_1 \\ \underline{z}_2 \end{bmatrix} = \sum_{m=1}^{N_{Rx}} \underline{\mathbf{Z}}_m = \sum_{m=1}^{N_{Rx}} \begin{bmatrix} \underline{z}_{m1} \\ \underline{z}_{m2} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{q}{2}} \sum_{m=1}^{N_{Rx}} \left(|\tilde{h}_{m1}|^2 + |\tilde{h}_{m2}|^2 \right) \begin{bmatrix} \underline{x}_1 \\ \underline{x}_2 \end{bmatrix} + \sum_{m=1}^{N_{Rx}} \begin{bmatrix} \underline{w}_{m1} \\ \underline{w}_{m2} \end{bmatrix}.$$

3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Элементы канальной матрицы $\underline{\mathbf{H}}$ представляют собой комплексные гауссовские независимые случайные числа с единичной дисперсией. Моделирование MIMO системы производится для эквидистантной линейной приемной антенны, элементы которой расположены на расстоянии $d = 0,5\lambda$ вдоль оси x в одной плоскости с плоскостью изменения углового положения помех. Пространственно коррелированная помеха имеет угловые координаты $\alpha = 0^\circ$, $\gamma_k = 10^\circ \times k$, $k = 1, \dots, K$. Мощность помехи задается отношением помеха-шум $p = 20$ дБ.

На рис. 1 приведена зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум при использовании обеляющего фильтра для различных значений отношения помеха-шум, $K = 1$ и $N_{Rx} = 2$. Применение обеляющего фильтра для подавления помехи дает выигрыш в отношении сигнал-шум 2...15 дБ в зависимости от отношения помеха шум.



а) без компенсатора

б) с обеляющим фильтром

Рис. 1. Влияние отношения помеха-шум на вероятность ошибки

При увеличении числа помех выигрыш в отношении сигнал-помеха зависит от числа приемных антенн. На рис. 2 приведены зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум при различном числе помех, $p = 20$ дБ, $N_{Rx} = 2$. Полученные

зависимости показывают, что заметный выигрыш, более 8 дБ, в отношении сигнал-шум получается при $K < N_{Rx}$, что согласуется с известными результатами [1].

На рис. 3 приведены зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум (рис. 3а) и от числа помех (рис. 3б) при использовании МСКО компенсатора помех для $N_{Rx} = 2$. Применение МСКО компенсатора помех дает выигрыши в отношении сигнал-шум 7...25 дБ.

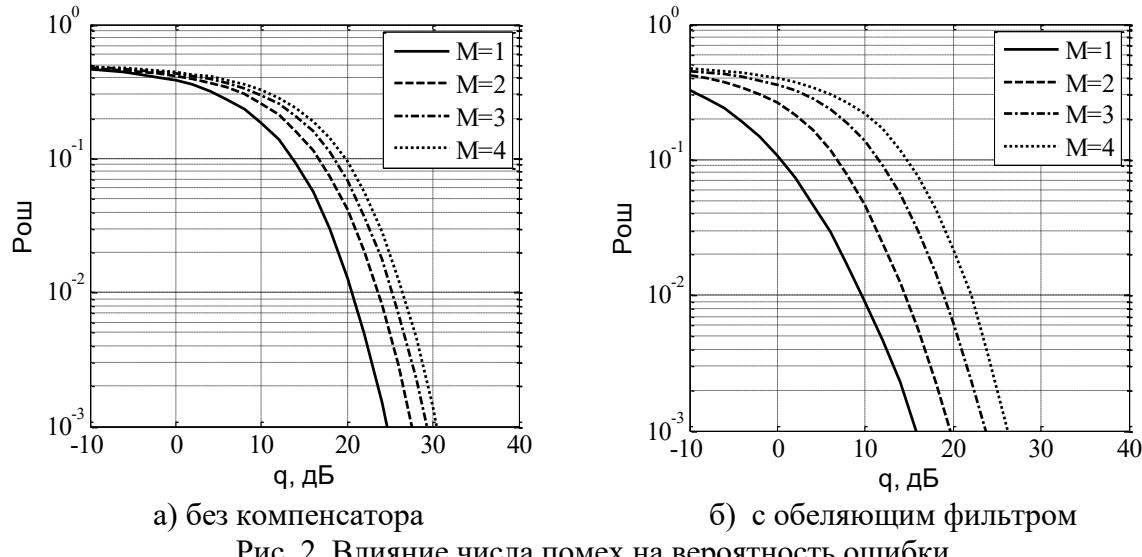


Рис. 2. Влияние числа помех на вероятность ошибки

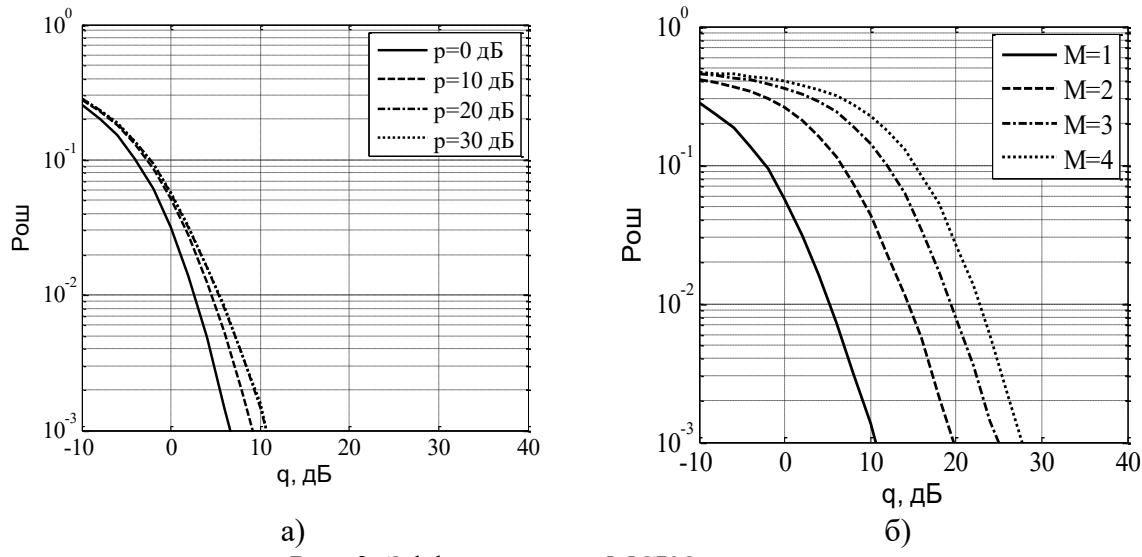


Рис. 3. Эффективность МСКО компенсатора

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты моделирования показывают высокую эффективность пространственной компенсации помех в МММО системах передачи информации. Для реализации обеляющего фильтра требуется априорная информация относительно параметров помех, что не всегда возможно. В этом случае предлагается использовать компенсатор помех в каждом пространственном канале по критерию минимума мощности выходного сигнала. В результате получается высокий, более 20 дБ в целом выигрыш в отношении сигнал-шум, а также по сравнению с обеляющим фильтром 2...8 дБ.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при поддержке гранта Российского научного фонда 22-29-01652, <https://rscf.ru/en/project/22-29-01652/> в Рязанском государственном радиотехническом университете имени В.Ф. Уткина.

ЛИТЕРАТУРА

1. Монзинго Р.А, Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
2. Бакулин М.Г., Варукина В.В., Крейндельин В.Б. Технология MIMO: принципы и алгоритмы. М.: Горячая линия – Телеком, 2014. - 244 с.
3. Сосулин Ю.Г., Костров В.В., Паршин Ю.Н. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех. М.: Радиотехника, 2014. – 632 с.
4. H. Zeng, C. Cao, H. Li, Q. Yan. Enabling Jamming-Resistant Communication in Wireless MIMO Network // Proceedings of the IEEE Conference on Communications and Network Security. 2017. pp. 194-202.
5. Q. Yan, H. Zeng, T. Jiang, M. Li. W. Lou, Y.T. Hou. MIMO-based jamming resilient communication in wireless network // Proceedings of the IEEE INFOCOM 2014 – IEEE Conference on Computer Communications, 2014, – Pp. 2697-2706.
6. Паршин Ю.Н., Нгуен В.Н.Т. Влияние количества элементов антенн на вероятности ошибки приема сигналов в беспроводных MIMO системах при наличии помех // Теория и техника радиосвязи, Воронеж: 2022, АО «Концерн «Созвездие», №1, с. 78-84.

REFERENCES

1. Monzingo R. A., Miller T. W. Introduction to adaptive array. John Wiley & Sons, 1980. -448 p.
2. Bakulin M.G., Varukina V.V., Kreyndelin V.B. MIMO technology: principles and algorithms. M.: Goryachaya liniya - Telekom. 2014. - 244 p.
3. Sosulin Yu. G., Kostrov V. V., Parshin Yu. N. Estimation-correlation signal processing and interferences compensation. Moscow: Radiotekhnika, 2014. - 632 p.
4. Zeng H. , Cao C. , Li H. , Yan Q. Enabling jamming-resistant communication in wireless MIMO network // Proceedings of the IEEE Conference on communications and network security, 2017. – Pp. 194-202.
5. Yan Q., Zeng H., Jiang T., Li M., Lou W., Hou Y.T. MIMO-based jamming resilient communication in wireless network. // Proceedings of the IEEE INFOCOM 2014 - IEEE Conference on Computer Communications, 2014. - Pp. 2697-2706.
6. Parshin Yu.N., V.N.T. Nguyen Effect of the number of antenna elements on the error probabilities of receiving signals in wireless MIMO systems in the presence of interference // Theory and technology of radio communication, Voronezh: 2022, JSC Concern Sozvezdie, No. 1, p. 78-84.

ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВАЯ АНТЕННА МИЛЛИМЕТРОВЫХ ВОЛН НА ОСНОВЕ ИНТЕГРИРОВАННОГО В ПОДЛОЖКУ ВОЛНОВОДА

С. И. Деревянкин^{1,2}, А. В. Останков¹

¹Воронежский государственный технический университет, Воронеж, Россия

²АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Приводятся результаты исследования волноводно-щелевой антенны, которая в полосе частот 32-35 ГГц обладает коэффициентом направленного действия около 12 дБ. Особенностью щелевой антенны является то, что она выполнена на основе технологии интегрированного в подложку волновода (Substrate Integrated Waveguide).

Ключевые слова: волноводно-щелевая антenna; SIW технология

WAVEGUIDE-SLOT ANTENNA MILLIMETER WAVES BASED ON SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE

S. I. Derevyankin^{1,2}, A. V. Ostankov¹

¹Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

²АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Abstract. The study of a waveguide-slot antenna, which has a stable directional coefficient of 11.6-12.3 dB in the frequency band of 32-35 GHz, is carried out. A feature of the slot antenna is that it is made on the basis of the Substrate integrated waveguide technology.

Keywords: waveguide-slot antenna; SIW technology.

1. ВВЕДЕНИЕ

Технология интегрирования в подложку волноводов (Substrate integrated waveguide) – это очень важное направление в проектировании СВЧ-устройств, применение и развитие которых, несомненно, важно как в гражданском, так и военном направлении. Главная потребность во внедрении SIW-технологии – это снижение расходов на производство, уменьшение габаритов и массы изделия, что очень важно в задачах пятого поколения (5G).

Одним из легко реализуемых видов антенн на основе SIW-технологии являются волноводно-щелевые антенны. В работе [1] авторы предлагают двухдиапазонную щелевую SIW-антенну, отличительной особенностью которой является использование двух разных видов щелей. Однако из-за использования такого вида конструкции наблюдается снижение коэффициента полезного действия для каждого из диапазонов, так как возникает побочное переизлучение через соседние щели, которые расположены рядом друг с другом. Так же такая реализация антенны уменьшает жесткость конструкции из-за увеличения числа отверстий в медном слое.

В работе [2] приводится конструкция двухдиапазонной щелевой SIW-антенны, в которой разделение диапазонов происходит на основе мембранных делений волновода. Применение мембран позволяет сформировать фильтрующую плоскость в конструкции волновода, что обеспечивает излучение в узком диапазоне частот. При этом благодаря применению фильтра в узком диапазоне частот реализуется излучение с достаточно высоким КПД. Однако недостатком такой конструкции является ее узкополосность, то есть ее резонансный характер излучаемых электромагнитных волн.

В работе [3] приводится пример щелевой SIW-антенны, которая разработана для диапазона частот 13,5-15,5 ГГц. Полученные результаты, а также экспериментальные

исследования макета показывают: достигнуты целевые показатели, при этом обеспечены высокий уровень КПД, малые размеры антенны и высокий уровень коэффициента направленного действия во всем диапазоне рабочих частот.

В данной работе предлагается широкополосная волноводно-щелевая антenna миллиметровых волн на основе интегрированного в подложку волновода простой конструкции, ориентированная на диапазон частот 32-35 ГГц и предназначенная для сетей пятого поколения.

2. Конструкция волноводно-щелевая антenna на основе SIW и результаты ее моделирования.

Применение технологии волновода, интегрированного в подложку, обусловлено тем, что она позволяет уменьшить габариты изделия и сильно упростить производство. Основным недостатком SIW являются потери в диэлектрике. Однако благодаря использованию современных материалов эти потери минимальны по сравнению с цельнометаллическими конструкциями.

В качестве диэлектрической подложки для SIW-волновода был выбран материал Rogers RO3003 с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 3$, тангенсом угла диэлектрических потерь $\tan \delta = 0,001$. Толщина материала составляет 1,3 мм,

Для расчета волновода щелевой антennы использованы общезвестные формулы для SIW структур [4]. Внешний вид волноводно-щелевой антennы приводится на рисунке 1.

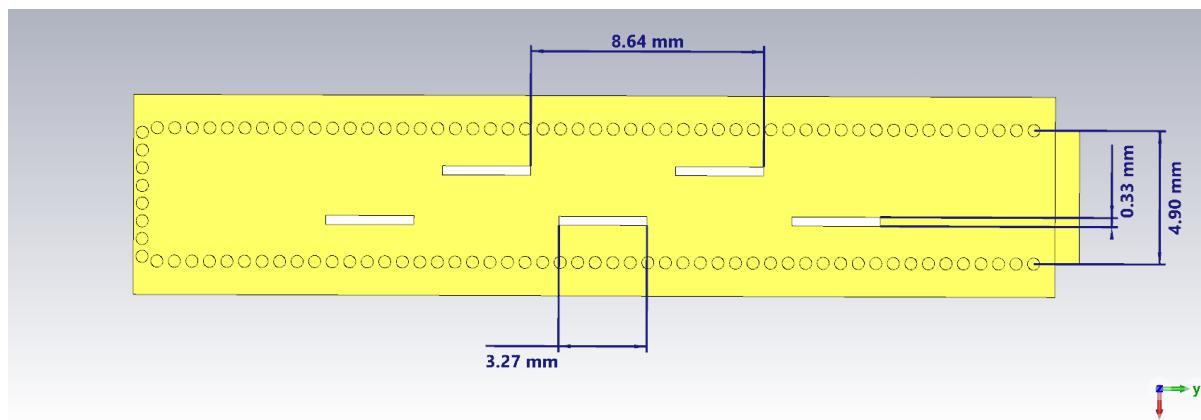


Рис. 1. Волноводно-щелевая антenna на основе SIW-волновода.

При формировании апертуры щелевой антennы были выбраны следующие размеры для продольных щелей, которые соответствуют целевому диапазону частот: 3,27x0,33 мм. Щели размещены на апертуре в шахматном порядке с шагом 8,64 мм. Величина смещения щелей относительно оси симметрии волновода и периферии волновода оптимизирована в пакете электродинамического моделирования.

На основании полученной модели производилось полное электродинамическое моделирование. Рассмотрение результатов моделирования начнем с параметров матрицы рассеивания (рисунок 2). Из рисунка 2 следует, что коэффициент отражения принимает значения, не превышающие «минус» 10 дБ, в полосе частот от 32 до 35 ГГц, составляющей 10% от значения центральной частоты.

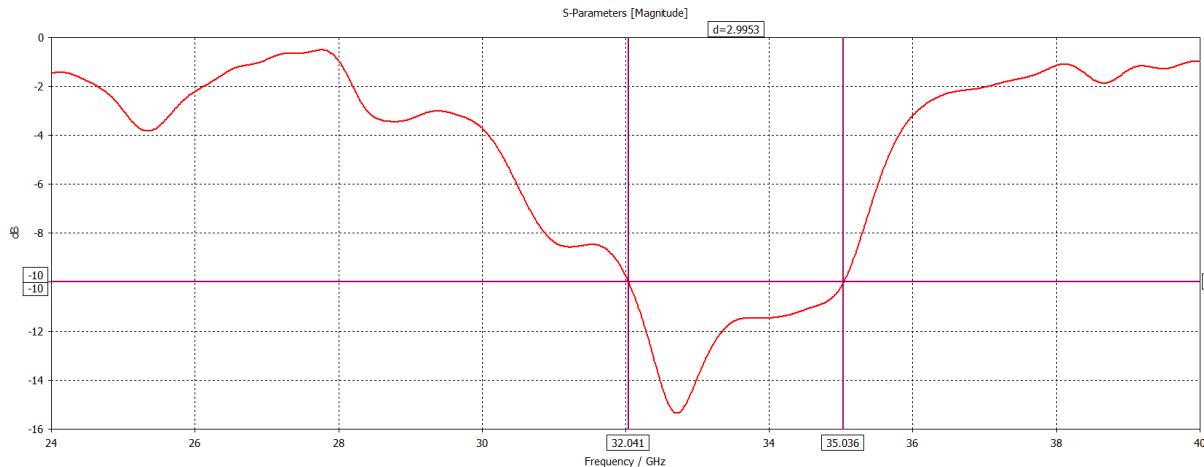


Рис. 2. Возвратные потери волноводно-щелевой антенны на основе SIW-волновода.

Далее рассмотрим диаграммы направленности. В качестве примера выберем частоты 32,2 ГГц, 33,5 ГГц и 34,8 ГГц (рисунок 3).

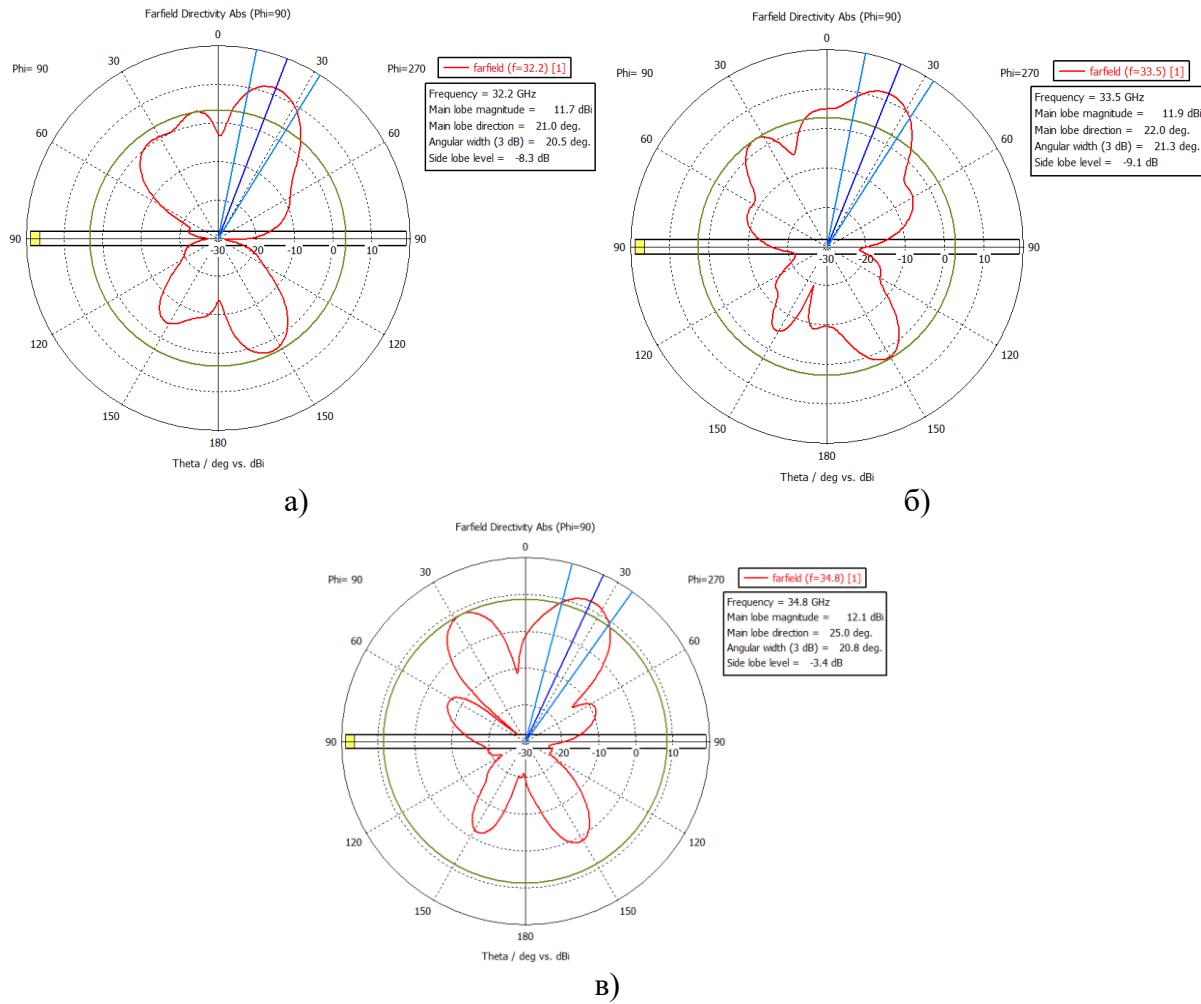


Рис. 3. Диаграммы направленности антенны на частотах: а) 32,2 ГГц; б) 33,5 ГГц; в) 34,8 ГГц.

Выпишем значения коэффициента направленного действия (КНД) по главным лепесткам диаграммы направленности в таблицу 1.

Таблица 1. Зависимость КНД главных лепестков от частоты

Частота, ГГц	32	32,5	33	33,5	34	34,5	35
КНД, дБ	11,6	11,8	11,8	11,9	12,3	12,3	11,9

По полученным данным можно сделать вывод, что разработанная волноводно-щелевая антенна обладает КНД от 11,6 до 12,3 дБ в полосе частот 32-35 ГГц. При этом коэффициент полезного действия антенны составляет от 80 до 91%.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Дальнейшее исследование предложенной антенны может быть направлено на реализацию больших фазированных антенных решеток для радиолокационных комплексов или систем ретрансляции базовых станций сетей пятого поколения миллиметровых волн. При использовании коммутирующих компонентов, например, pin-диодов, которые легко устанавливаются в волновод, интегрированный в подложку, можно обеспечить управление характеристиками излучения путем выполнения электрических коммутаций, без механических воздействий на излучатель.

ЛИТЕРАТУРА

1. Karar A., Ghosh A., Chakraborty A., Chowdhury S. R., Chatterjee J., Chakrabarti M. Broadbanding of substrate integrated waveguide based slotted array antenna using dual slot configuration. // 2017 4th International Conference on Opto-Electronics and Applied Optics (Optronix), 2017. – pp. 1-5.
2. Mukherjee S., Srivastava K. V., Biswas A. Implementation of Dual-Frequency Longitudinal Slot Array Antenna on Substrate Integrated Waveguide at X-Band. // 2013 European Microwave Conference, 2013. – pp. 1-4.
3. Weng Z.-b., Guo R., Jiao Y.-c. Design and Experiment on Substrate Integrated Waveguide Resonant Slot Array Antenna at Ku-Band. // Antennas, Propagation & EM Theory, 2006 – pp. 1-3.
4. Guo Y. Designs of Substrate Integrated Waveguide (SIW) and Its Transition to Rectangular Waveguide. Auburn: Auburn University, 2015. – pp. 1-84

REFERENCES

1. Karar A., Ghosh A., Chakraborty A., Chowdhury S. R., Chatterjee J., Chakrabarti M. Broadbanding of substrate integrated waveguide based slotted array antenna using dual slot configuration. // 2017 4th International Conference on Opto-Electronics and Applied Optics (Optronix), 2017. – pp. 1-5.
2. Mukherjee S., Srivastava K. V., Biswas A. Implementation of Dual-Frequency Longitudinal Slot Array Antenna on Substrate Integrated Waveguide at X-Band. // 2013 European Microwave Conference, 2013. – pp. 1-4.
3. Weng Z.-b., Guo R., Jiao Y.-c. Design and Experiment on Substrate Integrated Waveguide Resonant Slot Array Antenna at Ku-Band. // Antennas, Propagation & EM Theory, 2006 – pp. 1-3.
4. Guo Y. Designs of Substrate Integrated Waveguide (SIW) and Its Transition to Rectangular Waveguide. Auburn: Auburn University, 2015. – pp. 1-84

ГЛУБОКОЕ ОБУЧЕНИЕ С ПОДКРЕПЛЕНИЕМ ДЛЯ ЗАДАЧИ АНАЛОГОВОГО ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЯ В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ

Л. И. Аверина, Н. Е. Гутерман

Воронежский Государственный Университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Предложен итеративный алгоритм аналогового диаграммообразования для приемных антенных решеток, работающих в миллиметровом диапазоне длин волн, без непосредственной оценки канала. В основе рассматриваемого подхода лежит метод обучения с подкреплением, основанный на градиенте стратегии. Проведен сравнительный анализ нового алгоритма и классических подходов к диаграммообразованию фазированных антенных решеток.

Ключевые слова: диаграмма направленности, фазированные антенные решетки, глубокое обучение с подкреплением, алгоритм субъект-критик.

DEEP REINFORCEMENT LEARNING APPROACH FOR ANALOG BEAMFORMING IN MMWAVE

L. I. Averina, N. E. Guterman

Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. An iterative algorithm for analog beamforming is proposed for antenna arrays operating in mmWave. This new method based on deep reinforcement learning essentially is a policy gradient algorithm and it does not rely on channel state information. A comparative analysis of new approach and classical methods of analog beamforming for antenna arrays has been carried out.

Keywords: beam pattern, phased antenna arrays, deep reinforcement learning, advantage actor-critic.

1. ВВЕДЕНИЕ

На данном этапе развития беспроводной передачи информации отмечается колоссальный рост количества потребителей. Это, в свою очередь, порождает тенденцию к появлению всевозможных приложений, критически зависимых от высокой пропускной способности [2]. Скорость передачи информации прямо пропорциональна ширине спектра, что приводит к необходимости использования сверхширокополосных сигналов и, как следствие, организации связи в миллиметровом диапазоне длин волн.

Алгоритмы адаптивного диаграммообразования обеспечивают высокую пропускную способность, если известно достаточное количество априорной информации. В качестве такой информации, как правило, выступает оценка канала, представляющая собой вектор для случая MISO или матрицу для случая MIMO систем [1]. Конфигурация антенной решетки, в частности расстояние между элементами, зависит от длины электромагнитной волны. Следовательно, когда речь идет о миллиметровом диапазоне, возникают сложности в точном эквидистантном размещении излучателей, что влечет за собой ошибки при оценке канала, возникают дополнительные условия для аппаратной реализации механизмов диаграммообразования.

Современные сети, как элементы организации беспроводной связи, становятся все более децентрализованными и автономными. В таких структурах те или иные элементы,

контактируя друг с другом, вынуждены принимать решения с целью максимизации производительности всей сети. Это поведение может быть описано с точки зрения обучения с подкреплением и концепции динамического программирования. При этом данный подход пригоден и для решения задач физического уровня [8]. В рамках доклада кратко описывается алгоритм субъект-критик A2C применительно к задаче аналогового диаграммообразования антенной решетки.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Аналоговое диаграммообразование основано на использовании одного радиочастотного тракта, связанного с несколькими антенными элементами. Поэтому изменение диаграммы направленности антенн осуществляется путем настройки аналоговых фазовращателей [6]. Такая архитектура подразумевает один аналого-цифровой преобразователь, обрабатывающий единственный поток данных. Аналоговая архитектура является наиболее простым и экономичным способом диаграммообразования, поскольку она имеет минимальные требования при реализации аппаратной части.

Рассмотрим систему MIMO, в которой используются диаграммообразование на приемной стороне и комбинирование на передающей [7]. Пусть M_t - количество антенных элементов передатчика, а M_r - количество антенных элементов приемника. Символ сообщения s ($s \in \mathbb{C}$, где \mathbb{C} - множество комплексных чисел) умножается на весовой коэффициент ω_l ($\omega_l \in \mathbb{C}$) на l -ой передающей антенне ($1 \leq l \leq M_t$). Сигнал y_k на k -ой приемной антенне ($1 \leq k \leq M_r$) может быть выражен так:

$$y_k = \left(\sum_{l=1}^{M_t} h_{k,l} \omega_l \right) s + n_k, \quad (1)$$

где $h_{k,l}$ - комплексные отсчеты канала, а n_k - отчеты гауссовского белого шума, распределенные по закону $CN(0, N_0)$. Принятый сигнал умножается на z_k^* ($z_k \in \mathbb{C}$). Взвешенные символы с каждой из M_r приемных антенн затем суммируются. Все описанные преобразования можно представить в матричной форме:

$$x = (\mathbf{z}^H \mathbf{H} \boldsymbol{\omega}) s + \mathbf{z}^H \mathbf{n}, \quad (2)$$

где $\boldsymbol{\omega} = (\omega_1, \dots, \omega_{M_t})^T$, $\mathbf{z} = (z_1, \dots, z_{M_r})^T$, $\mathbf{n} = (n_1, \dots, n_{M_r})^T$, а \mathbf{H} обозначает матрицу размера $M_r \times M_t$, элементы которой равны $h_{k,l}$. Зависящие от канальной матрицы векторы $\boldsymbol{\omega}$, \mathbf{z} необходимо построить так, чтобы минимизировать вероятность ошибки при демодуляции. Вероятность ошибки при детектировании символа может быть выражена следующим образом [7]:

$$P_e \leq Q\left(\sqrt{\frac{d_{\min}^2 \gamma_r}{2}}\right), \quad (3)$$

где d_{\min} - минимальное расстояние между символами созвездия, нормированное на среднюю энергию символов, γ_r - отношение сигнал-шум на приемной стороне и $Q(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right)$. Так как функция $Q(x)$ монотонно убывает, а величина d_{\min} фиксирована за счет выбора соответствующего сигнального созвездия, вероятность ошибки можно уменьшить путем максимизации отношения сигнал-шум:

$$\gamma_r = \frac{E_t |\mathbf{z}^H \mathbf{H} \mathbf{o}|^2}{\|\mathbf{z}\|_2^2 N_0}, \quad (4)$$

где E_t - энергия передаваемого символа. Введем ограничения на излучаемую мощность $\|\mathbf{z}\|_2 = 1$. Возвращаясь к описанию аналогового диаграммообразования, рассмотрим архитектуру, при которой $|z_i| = \frac{1}{\sqrt{M_r}}$ и введем дискретное r -битное множество фаз антенных элементов Φ , которое представляет собой равномерно дискретизированный полуинтервал $(-\pi, \pi]$. В данной работе анализу будет подвергнута система связи с одним антенным элементом на передающей стороне. Тогда, получим задачу многомерной условной оптимизации:

$$\mathbf{z}_{\text{opt}} = \arg \max_{\mathbf{z}} |\mathbf{z}^H \mathbf{h}|^2, \quad (5)$$

где \mathbf{h} - одна из строк канальной матрицы \mathbf{H} . Допустимое множество векторов весовых коэффициентов имеет следующий вид:

$$\mathbf{z} = \frac{1}{\sqrt{M_r}} \left(e^{j\varphi_1}, e^{j\varphi_2}, \dots, e^{j\varphi_{M_r}} \right)^T, \quad \varphi_i \in \Phi, i = 1, \dots, M_r \quad (6)$$

В силу ограничений на реализацию антенной решетки вектор канала \mathbf{h} может быть оценен с достаточной ошибкой, чтобы задача (5) потеряла смысл. Тем не менее, базовая станция может получить саму величину усиления антенной решетки $|\mathbf{z}^H \mathbf{h}|^2$, как показатель уровня принимаемого сигнала (RSSI). Такой подход влечет за собой полный перебор по всем векторам весовых коэффициентов из допустимого множества, что приводит к крайне неэффективным алгоритмам. Исходя из этого, предлагается иной метод, основанный на обучении с подкреплением, который порождает последовательность векторов, сходящихся к оптимальному или квазиоптимальному решению задачи.

3. АЛГОРИТМ СУБЬЕКТ-КРИТИК

В задачах обучения с подкреплением рассматривается агент, взаимодействующий со средой. Конечная цель – научить агента совершать оптимальные действия для достижения желаемого результата. Задано множество \mathbf{S} состояний среды и множество \mathbf{A} возможных действий агента. Подкрепляющий сигнал, который сообщается агенту при совершении того или иного действия описывается функцией вознаграждения $\mathbf{R} : \mathbf{S} \times \mathbf{A} \times \mathbf{S} \rightarrow \mathbb{R}$. В момент времени t агент наблюдает состояние среды $s_t \in \mathbf{S}$, совершает действие $a_t \in \mathbf{A}$ в соответствии со своей стратегией $\pi(a_t | s_t) : \mathbf{S} \times \mathbf{A} \rightarrow [0, 1]$, переходит в состояние s_{t+1} и получает вознаграждение r_t . Часто удобно задавать стратегию агента в параметрическом виде – $\pi_\theta = \pi(a_t | s_t, \theta)$. Для дальнейшего описания введем функцию ценности пар состояния-действие:

$$Q^\pi(s, a) = E_\pi \left[\sum_{k=0}^{\infty} \gamma^k r_{t+k+1} \middle| s_t = s, a_t = a \right]. \quad (7)$$

Выучив оптимальное значение Q -функции, можно задать стратегию следующим образом $\pi(s_t) = \arg \max_{a_t} Q(s_t, a_t)$.

Существуют способы применения обучения с подкреплением к задаче гибридного диаграммообразования [11]. Подход, основанный на Q -обучении с формированием таблиц пар состояние-действие, сталкивается с проклятием размерности при увеличении числа возможных состояний и действий. Распространенной практикой является аппроксимация функций $\pi_\theta(a|s)$ и/или $Q^{\pi_\theta}(s, a)$ с помощью искусственных нейронных сетей [3]. На данном этапе предлагается решение задачи аналогового диаграммообразования с помощью алгоритма субъект-критик, где критик обучается функции ценности пар состояние-действие, а субъект ищет квазиоптимальную стратегию.

Решить задачу обучения с подкреплением означает найти стратегию, максимизирующую дисконтированную сумму вознаграждений:

$$J(\theta) = E_{\pi_\theta} \left[\sum_{k=0}^{\infty} \gamma^k r_{t+k} \right] \rightarrow \max_{\pi_\theta}, \quad (8)$$

где $\gamma \in [0, 1)$ - коэффициент дисконтирования, гарантирующий сходимость ряда, стоящего в квадратных скобках. Алгоритм субъект-критик подразумевает настройку функции преимущества $A^\pi(s, a) = Q^\pi(s, a) - V^\pi(s)$ для генерации подкрепляющих сигналов. Тогда градиент стратегии, необходимый для обучения субъекта параметризованной функции $\pi_\theta(a|s)$, будет иметь вид:

$$\nabla_\theta J(\pi_\theta) = E_{s \square \rho^\pi, a \square \pi_\theta} \left[A^\pi(s, a) \nabla_\theta \log \pi_\theta(a|s) \right], \quad (9)$$

где дополнительно введено распределение состояний с учетом дисконтирования $\rho^\pi(s) = \sum_{t=1}^{\infty} \gamma^{t-1} P(s_t = s | s_0, \pi)$.

Для дальнейшего описания задачи аналогового диаграммообразования необходимо ввести определения действий агента и состояний среды. В нашем случае под действием в момент времени t будет подразумеваться вектор весов \mathbf{z}_t , принадлежащий допустимому множеству, а состоянием среды вектор \mathbf{z}_{t-1} . Построение функции вознаграждения открывает простор для творческой мысли. Пусть вознаграждение в момент времени t принадлежит дискретному множеству $\{+1, 0, -1\}$, а $g_t \equiv |\mathbf{z}^H \mathbf{h}|^2$. Для каждого предпринятого агентом действия мы сравниваем g_t с двумя величинами: адаптивным порогом β_t и значением усиления на предыдущем шаге g_{t-1} . Вознаграждение вычисляется по следующему правилу:

$$r_t = \begin{cases} +1, & g_t > \beta_t \\ 0, & g_{t-1} < g_t \leq \beta_t \\ -1, & g_t \leq g_{t-1} \end{cases}. \quad (10)$$

При этом алгоритм выбора порогового значения не требует никакой априорной информации. Сначала β_t инициализируется нулевым значением, и затем каждый раз обновляется, если очередной вектор весовых коэффициентов дал большее усиление антенной решетки $g_t > \beta_t$.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Для проведения сравнительного анализа были построены зависимости усиления антенной решетки от времени. На рисунке 1 представлены алгоритм EGT,

генерирующий вектор весовых коэффициентов \mathbf{z} на основе оценки канала [7], и алгоритм из [9], осуществляющий выбор из заранее заданного набора векторов \mathbf{z} , который представляет собой матрицу:

$$Z_{m,k} = \exp\left(j\pi m \sin\left(\frac{2\pi k}{2^r}\right)\right), \quad (11)$$

где $m = 0, 1, \dots, M - 1$ и $k = 1, 2, \dots, 2^r$, r - количество бит, отведенных для дискретизации фазовращателей. Канал связи промоделирован с помощью фреймворка, описанного в [5].

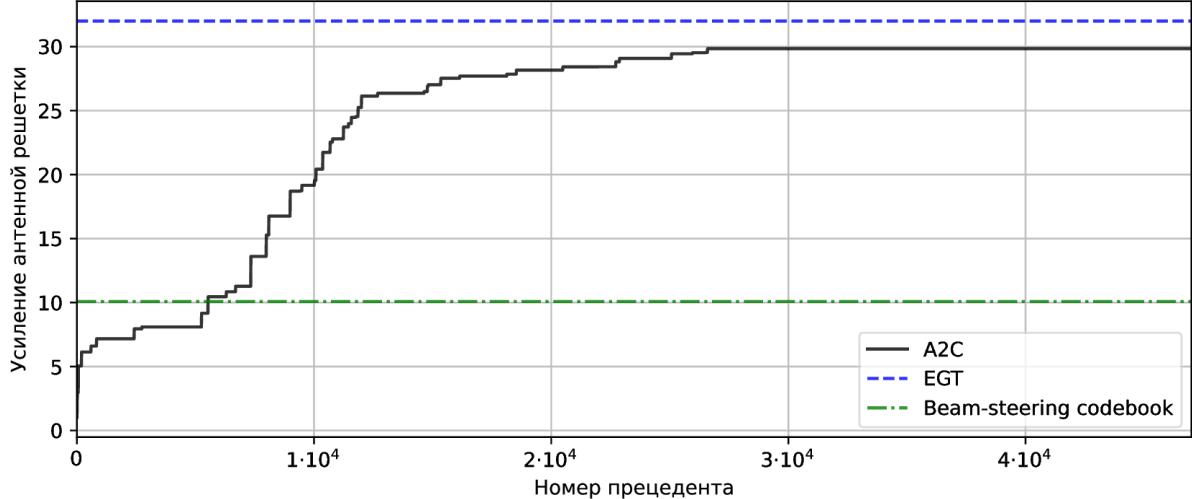


Рис. 1. Процесс обучения агента.

Из графика видно, что предложенный алгоритм уже при $2 \cdot 10^4$ итераций гарантирует примерно 90% максимального усиления антенной решетки, что является значительным улучшением по сравнению с методом из [9], который также не требует информации о канале.

Для визуализации процесса обучения на рисунке 2 построены диаграммы направленности антенной решетки в разные моменты времени: при инициализированных случайным образом весах в начальный момент времени, при $2 \cdot 10^4$ итерациях и при $5 \cdot 10^4$ итерациях.

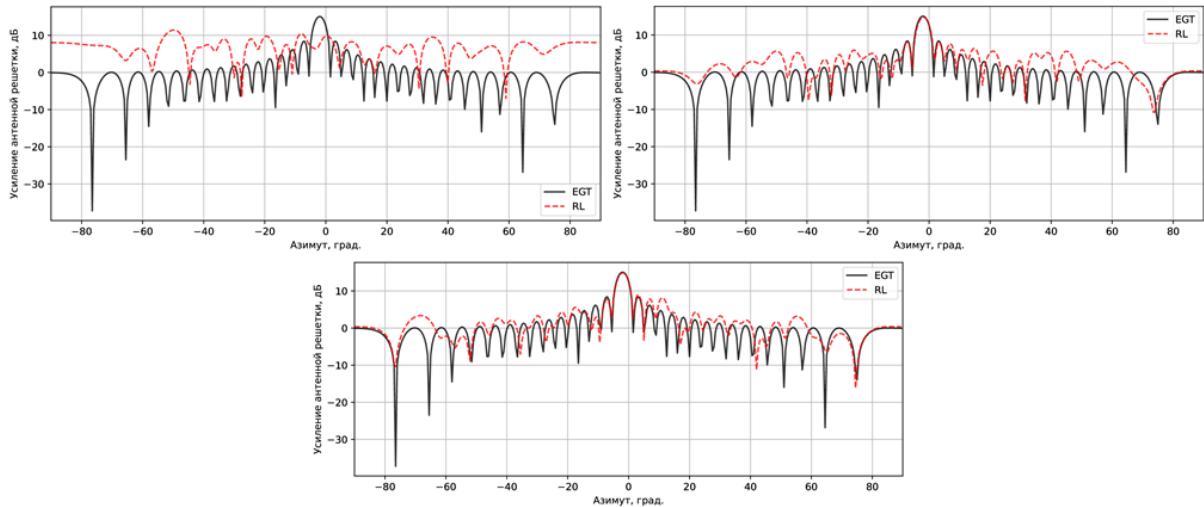


Рис. 2. Диаграммы направленности антенной решетки.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Диаграмма направленности антенной решетки может быть сформирована без необходимости оценивания канала, основываясь только на показателе уровня принимаемого сигнала (RSSI). Один из подходов к решению этой задачи – глубокое обучение с подкреплением, аппарат которого может быть применен и во многих других областях цифровой обработки сигналов и беспроводной связи. Изложенная в докладе процедура, итеративно формирующая диаграмму направленности, не зависит от оценки канала связи на приемной стороне и гарантирует высокий коэффициент усиления при относительно малом числе итераций.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бакулин, М. Г. Технология ММО: принципы и алгоритмы / М. Г. Бакулин, Л. А. Варукина, В. Б. Крейндельин. – М.: Горячая линия – Телеком, 2014. – 244 с., ил.
2. Вэнь Тонг, Пейин Джу. Сети 6G. Путь от 5G к 6G глазами разработчиков. От подключенных людей и вещей к подключенному интеллекту / пер. с англ. В. С. Яценкова. – М.: ДМК Пресс, 2022. – 624 с.
3. Грессер, Л. Глубокое обучение с подкреплением: теория и практика на языке Python / Лаура Грессер, Ван Лун Кенг. – СПб.: Питер, 2022. – 416 с.
4. Гришанов, А. В. Построение рекомендательной системы, основанной на обучении с подкреплением: Вып. квал. р-та бак-ра / А. В. Гришанов. – М., 2020. – 23 с.
5. Alkhateeb, A. DeepMIMO: A Generic Deep Learning Dataset for Millimeter Wave and Massive MIMO Applications / A. Alkhateeb // ArXiv. – 2019. – Vol. abs/1902.06435.
6. Benson, K. Phased Array Beamforming ICs Simplify Antenna Design / K. Benson // Analog Dialogue. – 2019. – P. 10-13.
7. Love, D. J. Equal Gain Transmission in Multiple-Input Multiple-Output Wireless Systems / D. J. Love, R. W. Heath Jr // IEEE Transactions on Communications. – 2003. – V. 51, № 7. – P. 1102-1110.
8. Luong, N. C. Applications of Deep Reinforcement Learning in Communications and Networking: A Survey / N. C. Luong et al. // IEEE Communications Surveys and Tutorials. – 2019. – V. 21, № 4. – P. 3133-3174.
9. Mabrouki, S. Codebook Designs for Millimeter-Wave Communication Systems in Both Low and High-Mobility: Achievements and Challenges / S. Mabrouki, I. Dayoub, Q. Li., M. Berbineau // IEEE Access. – 2022. – P. 25786 – 25810.
10. Mnih, V. Asynchronous Methods for Deep Reinforcement Learning / V. Mnih et al. // ArXiv. – 2016. – Vol. abs/1602.01783.
11. Peken, T. Reinforcement Learning for Hybrid Beamforming in Millimeter Wave Systems / T. Peken, R. Tandon, T. Bose // Access mode:
<https://doi.org/10.13140/RG.2.2.18648.03844>.

REFERENCES

1. Bakulin, M. G. MIMO Technology: principles and algorithms / M. G. Bakulin, L. A. Varukina, V. B. Kreyndelin. – M.: Goryachaya Linia – Telecom, 2014. – 244 P.
2. Wen Tong, Peiying Zhu. 6g: The Next Horizon. From Connected People and Things to Connected Intellegence / W. Tong., P. Zhu. – M.: DMK Press, 2022. – 624 P.
3. Graesser, L. Foundations of Deep Reinforcement Learning / Laura Graesser, Wah Loon Keng. – SPb.: Piter, 2022. – 416 P.
4. Grishanov, A. V. Creating a recommender system based on reinforcement learning: Bachelor's degree / A. V. Grishanov. – M., 2020. – 23 P.

5. Alkhateeb, A. DeepMIMO: A Generic Deep Learning Dataset for Millimeter Wave and Massive MIMO Applications / A. Alkhateeb // ArXiv. – 2019. – Vol. abs/1902.06435.
6. Benson, K. Phased Array Beamforming ICs Simplify Antenna Design / K. Benson // Analog Dialogue. – 2019. – P. 10-13.
7. Love, D. J. Equal Gain Transmission in Multiple-Input Multiple-Output Wireless Systems / D. J. Love, R. W. Heath Jr // IEEE Transactions on Communications. – 2003. – V. 51, № 7. – P. 1102-1110.
8. Luong, N. C. Applications of Deep Reinforcement Learning in Communications and Networking: A Survey / N. C. Luong et al. // IEEE Communications Surveys and Tutorials. – 2019. – V. 21, № 4. – P. 3133-3174.
9. Mabrouki, S. Codebook Designs for Millimeter-Wave Communication Systems in Both Low and High-Mobility: Achievements and Challenges / S. Mabrouki, I. Dayoub, Q. Li., M. Berbineau // IEEE Access. – 2022. – P. 25786 – 25810.
10. Mnih, V. Asynchronous Methods for Deep Reinforcement Learning / V. Mnih et al. // ArXiv. – 2016. – Vol. abs/1602.01783.
11. Peken, T. Reinforcement Learning for Hybrid Beamforming in Millimeter Wave Systems / T. Peken, R. Tandon, T. Bose // Access mode:
<https://doi.org/10.13140/RG.2.2.18648.03844>.

ДИАГНОСТИКА АНТЕННЫХ РЕШЕТОК МЕТОДАМИ БЛИЖНЕПОЛЬНЫХ «БЕСФАЗНЫХ» ИЗМЕРЕНИЙ

Д.А. Веденъкин, Ю. Е. Седельников, Т. Р. Шагвалиев, А.Ф. Гильфанова

ФГБОУ ВО Казанский национальный исследовательский технический университет
им. А.Н. Туполева-КАИ (КНИТУ-КАИ), Казань, Российская Федерация

Аннотация. Рассмотрены вопросы, связанные с оценкой возможности проведения ближнепольных «бесфазных» измерений параметров антенных решеток. Показано отличие задачи диагностики от задачи реконструкции, приведены результаты модельного эксперимента по диагностике амплитудно-фазовых распределений антенной решетки.

Ключевые слова: ближнепольные измерения, бесфазные измерения, диагностика антенн, контроль антенн, амплитудно-фазовое распределение.

DIAGNOSTICS OF ANTENNA ARRAYS BY METHODS OF NEAR-FIELD "PHASELESS" MEASUREMENTS

D. A. Vedenkin, Y. E. Sedelnikov, T. R. Shagvaliev, A.F. Gilphanova

FSBEI HE Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev
(KNRTU-KAI), Kazan, Russian Federation

Abstract. Issues related to the evaluation of the possibility of carrying out near-field "phaseless" measurements of the parameters of antenna arrays are considered. The difference between the problem of diagnostics and the problem of reconstruction is shown, the results of a model experiment on the diagnostics of the amplitude-phase distributions of the antenna array are presented.

Keywords: near-field measurements, phaseless measurements, antenna diagnostics, antenna control, amplitude-phase distribution.

1. ВВЕДЕНИЕ

Задача дефектоскопии элементов антенных решеток в составе наземных и космических систем связи и радиолокации продолжает оставаться в числе актуальных несмотря на значительное число выполненных теоретических исследований и практических разработок [1]. Представление об основных направлениях указанных работ можно составить по публикациям [2-5]. Развитие программно-аппаратных средств ближнепольных измерений дало толчок к развитию методов диагностики, основанных на измерения параметров электромагнитного поля антенны в ближней зоне излучения с последующей реконструкцией апертурного амплитудно-фазового распределения обследуемой антенны [5-7].

В последние годы значительный интерес вызывает разработка методов «бесфазных» антенных измерений, исключающих необходимость достаточно точного измерения фаз электромагнитного поля, создаваемого обследуемой антенной в зоне ближнего излученного поля [8-12]. К настоящему времени потенциальные возможности данного подхода для задач диагностики антенных решеток в полной мере не раскрыты. Целью работы является развитие методов «бесфазных» измерений в зоне ближнего излученного поля для диагностики антенных решеток.

2. РЕКОНСТРУКЦИЯ АФР ПРИ «БЕСФАЗНЫХ» ИЗМЕРЕНИЯХ

Традиционный подход реализации реконструктивных антенных измерений без измерения значений фаз в зоне ближнего излученного поля в основных чертах состоит в следующем [8-12]:

- считается, что известна функциональная связь N значений комплексных амплитуд возбуждения элементов решетки (токов в излучателях) \mathbf{I} с функцией распределением электромагнитного поля в области измерений:

$$\mathbf{E} = A\mathbf{I}_{\text{AP}} \quad (1)$$

- производятся $M \geq 2N$ измерений в двух областях S_{u3M1} и S_{u3M2} (Рис. 1) в зоне ближнего излученного поля - $\mathbf{E1}_{\text{изм}}$ и $\mathbf{E2}_{\text{изм}}$.

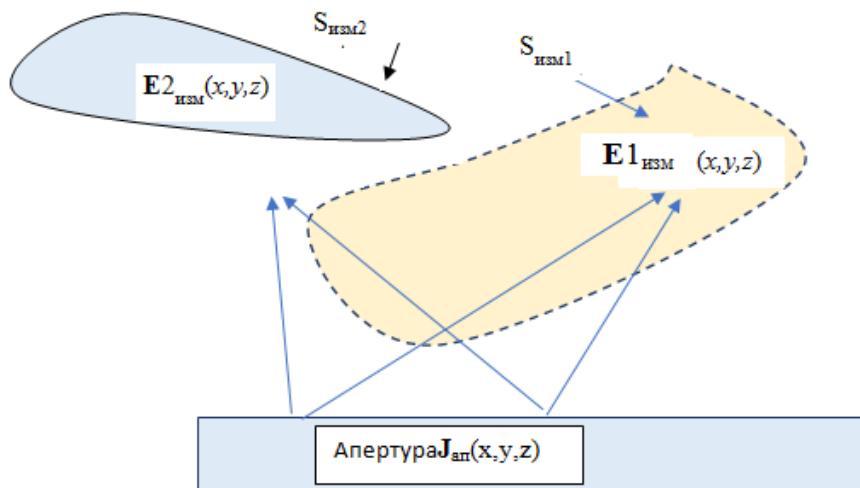


Рис. 1. К реконструкции АФР при «бесфазных» измерениях.

- Искомое распределение токов в излучателях \mathbf{I} находится из решения нелинейной системы уравнений

$$\begin{cases} |A_1\mathbf{I}| = |\mathbf{E1}_{\text{изм}}| \\ |A_2\mathbf{I}| = |\mathbf{E2}_{\text{изм}}| \end{cases} \quad (2)$$

Решение может быть найдено теми или иными численными методами, по критерию минимума невязки для системы уравнений (2):

$$\varepsilon\varepsilon = (\|A_1\mathbf{I}\| - |\mathbf{E1}_{\text{изм}}|, \|A_2\mathbf{I}\| - |\mathbf{E2}_{\text{изм}}|) \rightarrow \min_{\mathbf{I}} \varepsilon\varepsilon \quad (3)$$

В отличие от случая восстановления АФР по измеренным комплексным значениям поля $\mathbf{E}_{\text{изм}}$, когда решение системы линейных уравнений единственno, задача (3) уже не относится к классу одноэкстремальных. Поэтому, при использовании большинства известных алгоритмов поиска локального экстремума функции многих переменных, единственность результата реконструкции не гарантируется. Соответственно, требуется применение процедур нахождения глобального экстремума, что значительно усложняет процесс реконструкции АФР. Применительно к задачам диагностики это означает еще и

то, что выявление, согласно решению задачи (3) дефектного элемента, со 100% определенностью не означает факта его действительного присутствия.

3. ДИАГНОСТИКА ПРИ «БЕСФАЗНЫХ» ИЗМЕРЕНИЯХ

Отличие задачи диагностики от задачи реконструкции АФР в ее классической постановке (3) состоит в принципиальном наличии априорной информации об реконструируемом АФР, соответствующем возбуждению элементов антенны в штатном режиме ее работы. Это обстоятельство хотя и позволяет использовать эту информацию для задания начальной точки алгоритма решения задачи (3), но не дает полной гарантии нахождения глобального экстремума.

В задаче диагностики может быть использован подход, в котором существенно используется информация об АФР в «штатном» состоянии обследуемой антенны. АФР в антенне при отсутствии дефектов считается известным: $\mathbf{I} = I_1, I_2, \dots, I_N$. Рассмотрим случай возможного наличия одного дефекта из N элементов. Пусть возможны дефектные состояния каждого из элементов со значениями $I_n^{(k)}$. Например, для синфазной решетки с равномерным распределением $I_n^{(k)} = I_n(0, j, -j, -1)$. Каждому из них соответствуют расчетные значения распределения поля в областях измерений $\mathbf{E1}_{nk}(I_n^{(k)})$ и $\mathbf{E2}_{nk}(I_n^{(k)})$. Эти данные сравниваются с измеренными величинами $|\mathbf{E1}_{изм}|$ и $|\mathbf{E2}_{изм}|$:

$$\Delta^{(k)}(n) = \left\| \mathbf{E1}_{nk}(I_n^{(k)}) - |\mathbf{E1}_{изм}| + \mathbf{E2}_{nk}(I_n^{(k)}) - |\mathbf{E2}_{изм}| \right\|. \quad (4)$$

При наличии k -го дефекта в n -м элементе величина $\Delta^{(k)}(n)$ принимает минимальное значение.

В качестве иллюстрации приводится модельный пример диагностики линейной эквидистантной решетки из ненаправленных элементов. Количество элементов – 11, шаг решетки – $0,75\lambda$, исходное АФР – равномерное и синфазное. Дефектный элемент (при его наличии) – $n=4$ со значением тока $I_n^{(k)} = \exp(j\pi/2)$. Распределение поля в области измерений моделировалось путем расчета значений $\mathbf{E1} = A_1 \mathbf{I}$ и $\mathbf{E2} = A_2 \mathbf{I}$ согласно известным представлениям для зоны ближнего излученного поля [14] при заданных расположениях излучателей решетки, исходного АФР и содержащего дефектный элемент. «Измеренные» значения $\mathbf{E1}_{изм}$ и $\mathbf{E2}_{изм}$ формируются из $\mathbf{E1}$ и $\mathbf{E2}$ путем внесения случайных погрешностей $\mathbf{E1,2}_{изм} = \mathbf{E1,2}_n(1 + \delta_n)$. В рассматриваемом примере СКО относительной погрешности измерения амплитуд составляет 0,4 дБ. В процессе моделирования используются тестовые значения исходного АФР, неискаженного или содержащего дефект k -го типа в n -м элементе, и проводятся расчеты «невязок» согласно (3) – (4). Результаты представлены на рис. 2.

При наличии выявленного дефекта по мере необходимости может производиться дальнейшая детализация по его типу путем перебора $k = 1, 2, 3, \dots$

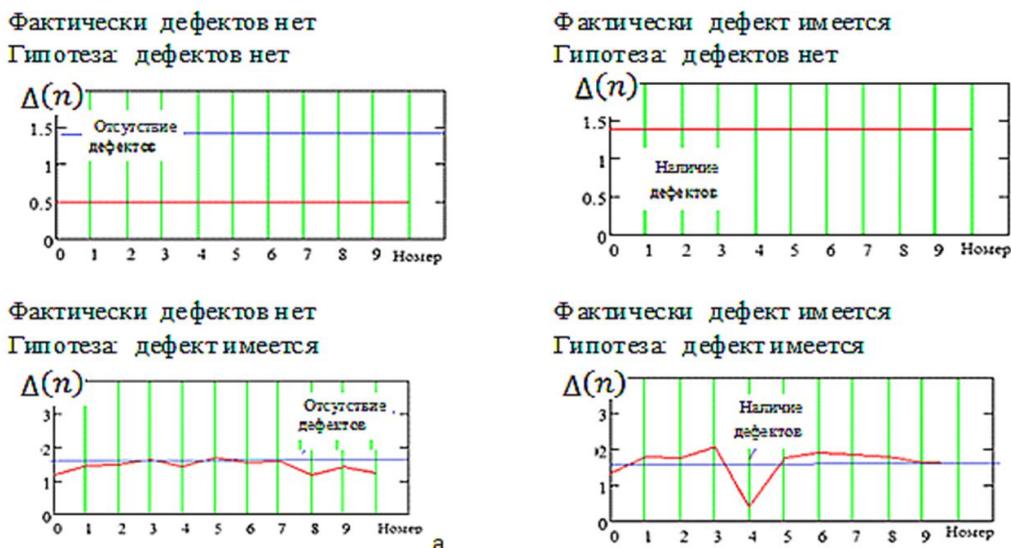


Рис. 2. Результаты диагностики согласно (4).

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Приведенные данные демонстрируют возможность определения наличия дефектного элемента и оценку типа дефекта путем обработки данных «бесфазных» измерений, проводимых в зоне ближнего излученного поля, осуществляемых типовыми средствами ближнепольных измерений. Использование предлагаемого метода позволяет осуществлять диагностику типовых антенных решеток, в том числе АФАР и облучателей ГЗА.

ЛИТЕРАТУРА

1. Исаков М.А., Лисинский В.П. Перспективы реконструктивных антенных измерений как основного метода приемо-сдаточных испытаний // Вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей», 2015, №3, С. 51-58.
2. Бубнов Г.Г., Никулин С.М., Серяков Ю.Н., Фурсов С.А. Коммутационный метод измерения характеристик ФАР М.: Издательство: Радио и связь. 1988. 120 с.
3. Леманский А.А., Рабинович В.С., Соколов В.Г. Восстановление распределения поля в раскрыве решетки модуляционным способом // Радиотехника и электроника, 1976, Т.21, №3. С. 616-620.
4. Маничев А.О., Балагуровский В.А. Методы диагностики элементов фазированной антенной решетки по сигналам, отраженным от переходов излучатель – свободное пространство при наличии взаимных связей элементов // Радиотехника и электроника, 2013. Т. 58, №4. С. 348-359.
5. Данилов И.Ю., Седельников Ю.Е. Диагностика апертурных распределений антенн путем измерений в зоне ближнего излученного поля // Журнал радиоэлектроники. №1, 2016 [электронный ресурс] <http://jre.cplire.ru/jre/jan16> (дата обращения 01.02.2023)
6. Борисов С.Ю. Разработка методов, алгоритмов и устройств для определения амплитудно-фазовых распределений и внешних характеристик антенн в амплифазометрическом методе антенных измерений // Дисс. на соиск. уч. степ. канд. техн. наук, М.: МЭИ, 1992.
7. Коротков В.С. Исследование и разработка методов реконструкции тока по измеренному полю излучающих систем // Дисс. на соиск. уч. степ. канд. техн. наук, Горький, 1984.

8. Кинбер Б.Е., Антипов Л.П., Мартынов А.Н. О диагностике элементов ФАР методом фокусировки // Радиотехника и электроника, 1983. Т.28, с. 843-853.
9. R. Pierri, G D'Elia and F. Soldovieri "A two probes scanning phaseless near-field far-field transformation technique", IEEE Trans. Antennas Propagation, vol. 47, #5, pp.792-802, May 1999.
10. Калинин Ю.Н. Измерение диаграмм направленности антенн на планарном сканере без измерения фазы // Антенны, 2015. №1. С. 61-68.
11. Fuchs, B., Mattes, M., Rondineau, S., & Le Coq, L. (2020). Phaseless Near Field Antenna Measurements from Two Surface Scans -Numerical and Experimental Investigations. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 68(3), 2315-2322. <https://doi.org/10.1109/tap.2019.2938744> (дата обращения 01.02.2023).
12. Fernando Rodríguez Varela , Javier Fernandez Álvarez, Belén Galocha Iragüen, Manuel Sierra Castañer , Senior Member, IEEE, and Olav Breinbjerg , Fellow, IEEE . Numerical and Experimental Investigation of Phaseless Spherical Near-Field Antenna Measurements IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 69, #12, December 2021, 8830-8841
13. Razavi S.F. Planar Near Field Phaseless Measurement Techniques for Antenna Characterization and Diagnostics New York Umi Dissertation Publishing. 2011.208 p.
14. Антенны, сфокусированные в зоне ближнего излученного поля/ под ред. Седельникова Ю Е и Тестоедова Н.А, Сиб. гос. аэрокосмич.ун-т.– Красноярск, 2015 – 290 с.

REFERENCES

1. Isakov M.A., Lisinsky V.P. Prospects for reconstructive antenna measurements as the main method of acceptance testing // Bulletin of the Almaz-Antey Air Defense Concern, 2015, No. 3, pp. 51-58.
2. Bubnov G.G., Nikulin S.M., Seryakov Yu.N., Fursov S.A. Switching method for measuring the characteristics of the PAR M.: Publisher: Radio and communication. 1988. 120 p.
3. Lemansky A.A., Rabinovich V.S., Sokolov V.G. Restoration of the field distribution in the opening of the array by the modulation method // Radio engineering and electronics, 1976, V.21, No. 3. pp. 616-620.
4. Manichev A.O., Balagurovsky V.A. Methods for diagnosing elements of a phased antenna array based on signals reflected from transitions emitter - free space in the presence of mutual connections of elements // Radio engineering and electronics, 2013. V. 58, No. 4. pp. 348-359.
5. Danilov I.Yu., Sedelnikov Yu.E. Diagnosis of aperture distributions of antennas by measurements in the zone of the near radiated field // Journal of Radioelectronics. No. 1, 2016 [electronic resource] <http://jre.cplire.ru/jre/jan16> (accessed 01.02.2023)
6. Borisov S.Yu. Development of methods, algorithms and devices for determining the amplitude-phase distributions and external characteristics of antennas in the ampliphasometric method of antenna measurements // Diss. for the competition uch. step. cand. tech. Sciences, M.: MPEI, 1992.
7. Korotkov V.S. Research and development of methods for reconstructing the current from the measured field of radiating systems // Diss. for the competition uch. step. cand. tech. Sciences, Gorky, 1984.
8. Kinber B.E., Antipin L.P., Martynov A.N. On the diagnostics of PAR elements by the focusing method // Radio engineering and electronics, 1983. V.28, p. 843-853.
9. R. Pierri, G D'Elia and F. Soldovieri "A two probes scanning phaseless near-field far-field transformation technique", IEEE Trans. Antennas Propagation, vol. 47, #5, pp.792-802, May 1999.

10. Kalinin Yu.N. Measurement of antenna patterns on a planar scanner without phase measurement // Antenna, 2015. No. 1. pp. 61-68.
11. Fuchs, B., Mattes, M., Rondineau, S., & Le Coq, L. (2020). Phaseless Near Field Antenna Measurements from Two Surface Scans -Numerical and Experimental Investigations. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 68(3), 2315-2322.
<https://doi.org/10.1109/tap.2019.2938744> (accessed 02/01/2023).
12. Fernando Rodríguez Varela , Javier Fernandez Álvarez, Belén Galocha Iragüen, Manuel Sierra Castañer , Senior Member, IEEE, and Olav Breinbjerg , Fellow, IEEE . Numerical and Experimental Investigation of Phaseless Spherical Near-Field Antenna Measurements IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 69, #12, December 2021, 8830-8841
13. Razavi S.F. Planar Near Field Phaseless Measurement Techniques for Antenna Characterization and Diagnostics New York Umi Dissertation Publishing. 2011.208 p.
14. Antennas focused in the zone of the near radiated field / ed. Sedelnikova Yu E and Testoedova N.A., Sib. state aerospace university - Krasnoyarsk, 2015 - 290 p.

ДИСПЕРСИОННАЯ МОДЕЛЬ ИЗЛУЧАЮЩЕЙ СТРУКТУРЫ НА ОСНОВЕ КИРАЛЬНЫХ МЕТАМАТЕРИАЛОВ С УЧЁТОМ ГЕТЕРОГЕННЫХ СВОЙСТВ

Д. С. Клюев¹, Е. Э. Кривобоков², А. М. Нещерет¹, Ю. В. Соколова¹, И. В. Сушко¹

¹Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики,
Самара, РФ

²Центральный научно-исследовательский институт машиностроения, Королёв, РФ

Аннотация. В данной работе предложена новая математическая модель излучающей структуры на основе киральных метаматериалов, учитывающая их гетерогенные свойства. Для описания частотных зависимостей эффективных диэлектрической и магнитной проницаемостей киральных метаматериалов применена дисперсионная модель Лоренца (Друде-Лоренца). Для описания частотной зависимости параметра киральности метаматериала использована модель Кондона, известная из квантовой теории оптически активных сред. Для расчёта характеристик излучающей структуры предложено сингулярное интегральное уравнение. Представлены результаты расчетов распределения тока по поверхности такой излучающей структуры.

Ключевые слова: излучающая структура, математическая модель, киральная среда, метаматериал, гетерогенные свойства, модель Лоренца, модель Кондона, сингулярное интегральное уравнение.

A DISPERSION MODEL OF A RADIANT STRUCTURE BASED ON CHIRAL METAMATERIALS WITH ACCOUNT FOR HETEROGENEOUS PROPERTIES

D. S. Klyuev¹, E. E. Krivobokov², A. M. Neshcheret¹, Yu. V. Sokolova¹, I. V. Sushko¹

¹Povelzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, RF

²Joint-Stock Company "Central Research Institute of Mechanical Engineering", Korolev, RF

Abstract. In this paper, we propose a new mathematical model of a radiating structure based on chiral metamaterials, which takes into account their heterogeneous properties. To describe the frequency dependences of the effective permittivity and permeability of chiral metamaterials, the Lorentz (Drude-Lorentz) dispersion model is used. To describe the frequency dependence of the metamaterial chirality parameter, the Condon model known from the quantum theory of optically active media is used. To calculate the characteristics of the radiating structure, a singular integral equation is proposed. The results of calculations of the current distribution over the surface of such a radiating structure are presented.

Keywords: radiating structure, mathematical model, chiral medium, metamaterial, heterogeneous properties, Lorentz model, Condon model, singular integral equation.

1. ВВЕДЕНИЕ

Расширение круга задач, решаемых современной радиофизикой, а также их усложнение стимулировало в последние десятилетия интенсивное развитие теории, техники и технологий излучающих и переизлучающих структур на основе которых, впоследствии создаются антенные системы.

В настоящее время широко осваиваются высокочастотные области СВЧ диапазона, КВЧ-диапазон, а также терагерцовий и субтерагерцовий диапазоны. В

антенных системах данных диапазонов широко применяются классические диэлектрические материалы, например, для создания линзовых антенн [1,2].

Одним из перспективных направлений в создании излучающих и переизлучающих структур нового поколения связано с использованием в их конструкции искусственных композитных метаматериалов (в частности киральных.), доказавших на данный момент, свою эффективность.

Киральные метаматериалы обладают сильной дисперсией, т.е. их электродинамические характеристики зависят от частоты. Необычные (киральные) свойства данные метаматериалы проявляют только вблизи рабочих (резонансных) частот. Рабочие частоты определяются типом и геометрией киральных элементов (спирали, S - элементы, гаммадионы и т.д.), из которых состоит метаматериал.

Киральный метаматериал с учётом дисперсии макроскопических параметров описывается в общем случае следующими материальными уравнениями, одновременно связывающими между собой индукции и напряженности электрического и магнитного полей [3]:

$$\vec{D} = \epsilon_0 \epsilon_{\text{eff}}(\omega) \vec{E} \mp i \chi_{\text{eff}}(\omega) \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \vec{H},$$

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_{\text{eff}}(\omega) \vec{H} \pm i \chi_{\text{eff}}(\omega) \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \vec{E},$$

где $\epsilon_{\text{eff}}(\omega)$, $\mu_{\text{eff}}(\omega)$ — частотно зависимые эффективные диэлектрическая и магнитная проницаемости; $\chi_{\text{eff}}(\omega)$ — относительный параметр киральности; верхние и нижние знаки соответствуют зеркально асимметричным элементам правой и левой форм, соответственно.

Необходимо отметить, что проводящие киральные элементы, которые образуют метаматериал, являются малыми по сравнению с длиной волны. На этом основании можно считать киральную среду сплошной и вводить эффективные макроскопические параметры. Для описания частотных зависимостей эффективных диэлектрической и магнитной проницаемостей киральных метаматериалов в настоящее время широкое распространение получили дисперсионные модели Лоренца (Друде-Лоренца) [4]:

$$\epsilon_{\text{eff}}(\omega) = \epsilon_0 \left(\epsilon_{\text{inf}} + \frac{(\epsilon_s - \epsilon_{\text{inf}}) \omega_p^2}{\omega_0^2 + i 2 \delta_e \omega - \omega^2} \right),$$

$$\mu_{\text{eff}}(\omega) = \mu_0 \left(\mu_{\text{inf}} + \frac{(\mu_s - \mu_{\text{inf}}) \omega^2}{\omega_0^2 + i 2 \delta_h \omega - \omega^2} \right), \quad (1)$$

где ϵ_s и μ_s — минимальные значения диэлектрической и магнитной проницаемостей контейнера, в котором размещены киральные элементы; ϵ_{inf} и μ_{inf} — максимальные значения диэлектрической и магнитной проницаемостей контейнера, в котором размещены киральные элементы; δ_e , δ_h — соответствующие коэффициенты демпфирования; ω_0 — резонансная частота; ω_p — плазменная частота.

Для описания частотной зависимости параметра киральности метаматериала используется модель Кондона, известная из квантовой теории оптически активных сред [5]:

$$\chi_{\text{eff}}(\omega) = \frac{A_0 \beta_0 \omega_0^2 \omega}{\omega_0^2 + i 2 \delta_x \omega_0 \omega - \omega^2}, \quad (2)$$

где β_0 — временная константа, которая описывает степень киральности, и связана внутренними процессами в киральной среде, ω_0 — резонансная частота метаматериала,

A_0 – коэффициент, характеризующий степень взаимодействия соседних киральных элементов, δ_x – коэффициент демпфирования параметра киральности.

Рабочая (резонансная) частота метаматериала определяется типом и геометрией киральных элементов из которых он состоит. Существует два основных подхода к её определению. Первый подход связан с использованием точных методов для электродинамического анализа киральной структуры, например, метод интегральных уравнений, которые позволяют определить частотные зависимости токовой функции. Частоты, на которых возникают пучности токовой функции, будут соответствовать рабочим (резонансным) частотам структуры. Недостатком такого метода является относительная сложность и громоздкость вычислений, поскольку при небольшом изменении какого-нибудь геометрического параметра приходится пересчитывать всю структуру заново.

В связи с этим, существует также ещё и подход, основанный на приближённом определении рабочей частоты кирального метаматериала с использованием формулы Томсона. В этом случае резонансная частота кирального метаматериала определяется индуктивными и емкостными характеристиками элементов. При этом возникает задача корректного определения индуктивности и ёмкости конкретного типа элементов зеркально-ассиметричной формы. Здесь следует отметить, что данный подход с использованием теории электрических цепей для описания киральных сред (метаматериалов) можно использовать только для ограниченного частотного диапазона, поскольку он справедлив лишь для квазистационарных полей. Поэтому при выборе частоты необходимо следить чтобы не нарушалось условие квазистационарности.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ. СИНГУЛЯРНОЕ ИНТЕГРАЛЬНОЕ УРАВНЕНИЕ

Рассмотрим излучающую структуру с киральной подложкой, металлизированной с одной стороны, внешний вид которой приведен на рис. 1. Данная подложка представляет собой набор равномерно расположенных в диэлектрическом контейнере (с диэлектрической и магнитной проницаемостями $\epsilon_{\text{eff}}(\omega)$, $\mu_{\text{eff}}(\omega)$) спиральных элементов с коэффициентом взаимодействия A_0 . Следует отметить, что данные элементы ориентированы хаотически. Толщина киральной подложки (высота диэлектрического контейнера) равна d . На данной структуре расположен плоский излучатель длиной $2l$, шириной $2a$ и зазором $2b$.

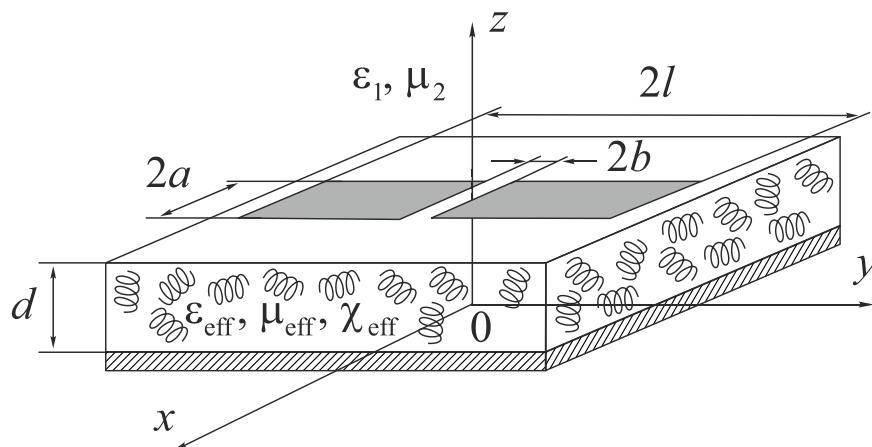


Рис. 1. Излучающая структура на киральной подложке

Для расчёта характеристик излучающей структуры, воспользуемся сингулярным интегральным уравнением, полученным ранее в [6]. С учетом дисперсии

макроскопических параметров подложки (1), (2) сингулярное интегральное уравнение для определения функции распределения тока по излучающей структуре, расположенной на ней, принимает следующий вид:

$$\frac{1}{\pi} \int_{-l}^l \frac{af'(t')}{t'-t} dt' = F(t, l/\lambda), \quad (3)$$

где

$$\begin{aligned} F(t, l/\lambda) &= \sigma(l/\lambda)v(t) + \int_{-l}^l af'(t')K(t, t', l/\lambda)dt', \\ K(t, t', l/\lambda) &= -\frac{l/a}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Delta g(\xi, l/\lambda) e^{-i\frac{l}{a}\xi(t-t')} d\xi, \\ \Delta g(\xi, l/\lambda) &= \frac{1}{C_{\varepsilon, \mu, \chi}(l/\lambda)} \int_0^{\infty} J_0(\alpha) \left(-\frac{(2\pi a/\lambda)^2 Z_{11}(\alpha, \xi, l/\lambda)}{i\xi} - \left(\frac{1}{i} C_{\varepsilon, \mu, \chi}(l/\lambda) \frac{|\xi|}{\xi} \right) \right) d\alpha, \\ \sigma(l/\lambda) &= i \frac{1}{2} \frac{2\pi a}{\lambda} \frac{1}{Z_c} \frac{l}{b} \frac{1}{C_{\varepsilon, \mu, \chi}(l/\lambda)} V, \\ C_{\varepsilon, \mu, \chi}(l/\lambda) &= -\frac{\mu_{\text{eff}}(l/\lambda) + \mu_2}{(\varepsilon_{\text{eff}}(l/\lambda) + \varepsilon_2)(\mu_{\text{eff}}(l/\lambda) + \mu_2) - \chi_{\text{eff}}(l/\lambda)^2}, \end{aligned}$$

$V = 2bE_0$ – величина напряжения в зазоре;

Z_c – характеристическое сопротивление среды.

Метод решения уравнений вида (2) подробно описан в [6,7].

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенная математическая модель излучающей структуры с киральной подложкой позволяет рассчитывать ее электродинамические характеристики с учетом гетерогенных свойств. Ее можно обобщить и на другие излучающие структуры.

ЛИТЕРАТУРА

1. Захаров Е.В. Гибридные диэлектрические линзовье антенны средств связи сантиметрового и миллиметрового диапазонов / Захаров Е.В., Ильинский А.С., Медведев Ю.В., Перфилов О.Ю., Самохин А.Б., Скородумов А.И., Харланов Ю.Я. // Журнал радиоэлектроники, 2020, № 2. - С. 6.
2. Медведев Ю.В. Разработка конструкций диэлектрических купольных линзовых антенн СВЧ диапазона с улучшенными аэродинамическими характеристиками и повышенной механической прочностью / Медведев Ю.В. // Журнал радиоэлектроники, 2014, № 11. - С. 8.
3. Tretyakov S.A. Electromagnetic field energy density in artificial microwave materials with strong dispersion and loss / Tretyakov S.A. // Physics Letters A, 2005, Vol. 343, No. 1-3. - Pp. 231-237.
4. Hashemi S. M. Compact negative-epsilon stop-band structures based on double-layer chiral inclusions / Hashemi S. M., Soleimani M., Tretyakov S. A. // IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2013, Vol. 7, No. 8. - Pp. 621-629.
5. Semchenko I.V. Research on chiral and bianisotropic media in Byelorussia and Russia in the last ten years / Semchenko I.V., Tretyakov S.A., Serdyukov N.N. // PIER, 1996, Vol. 12. - Pp. 335-370.

6. Buzov A.L. Calculating the input impedance of a microstrip antenna with a substrate of a chiral metamaterial / Buzov A.L., Buzova M.A., Neshcheret A.M., Klyuev D.S., Mishin D.V. // Journal of communications technology and electronics, 2018, Vol. 63, No. 11.- Pp. 1259-1264.
7. Дементьев А.Н. Сингулярные и гиперсингулярные интегральные уравнения в теории зеркальных и полосковых антенн / Дементьев А.Н., Клюев Д.С., Неганов В.А., Соколова Ю.В. М.: Радиотехника, 2015. - 216 с.

REFERENCES

1. Zakharov E.V. Hybrid dielectric lens antennas for communications of the centimeter and millimeter wave bands. Overview / Zakharov E.V., Ilyinsky A.S., Medvedev Yu.V., Perfilov O.Yu., Samokhin A.B., Skorodumov A.I., Kharlanov Yu.A. // Journal of Radio electronics, 2020, No. 2. - P. 6.
2. Medvedev Yu.V. Development of designs of dielectric dome lens antennas in the microwave range with improved aerodynamic characteristics and increased mechanical strength / Medvedev Yu.V. // Journal of Radio electronics, 2014, No. 11. - P. 8.
3. Tretyakov S.A. Electromagnetic field energy density in artificial microwave materials with strong dispersion and loss / Tretyakov S.A. // Physics Letters A, 2005, Vol. 343, No. 1-3. - Pp. 231-237.
4. Hashemi S. M. Compact negative-epsilon stop-band structures based on double-layer chiral inclusions / Hashemi S. M., Soleimani M., Tretyakov S. A. // IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2013, Vol. 7, No. 8. - Pp. 621-629.
5. Semchenko I.V. Research on chiral and bianisotropic media in Byelorussia and Russia in the last ten years / Semchenko I.V., Tretyakov S.A., Serdyukov N.N. // PIER, 1996, Vol. 12. - Pp. 335-370.
6. Buzov A.L. Calculating the input impedance of a microstrip antenna with a substrate of a chiral metamaterial / Buzov A.L., Buzova M.A., Neshcheret A.M., Klyuev D.S., Mishin D.V. // Journal of communications technology and electronics, 2018, Vol. 63, No. 11.- Pp. 1259-1264.
7. Dementev A.N. Singular and hypersingular integral equations in the reflector and strip antennas theory / Dementev A.N., Klyuev D.S., Neganov V.A., Sokolova Yu.V. Moscow: Radiotekhnika, 2015. - 216 p.

ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОРГАНИЧЕСКОЙ И МИНЕРАЛЬНОЙ ПОЧВ

С. В. Кривальцевич^{1,2}, С. А. Варнаков^{1,2}, А. С. Ященко¹

¹Омский научный центр СО РАН (ИРФЭ ОНЦ СО РАН) Омск, Россия

²Акционерное общество «Омский НИИ приборостроения» (АО «ОНИИП») Омск,
Россия

Аннотация. Приведены данные о диэлектрической проницаемости образцов нескольких типов почв, отличающихся гранулометрическим составом и содержанием органической компоненты. Показано, что отличия в значениях диэлектрической проницаемости образцов, измеренных в лабораторных условиях и рассчитанных теоретически, могут достигать нескольких десятков процентов. Полученные зависимости могут найти применение при оценке радиофизических характеристик подстилающей поверхности.

Ключевые слова: подстилающая поверхность, комплексная диэлектрическая проницаемость.

THE DIELECTRIC PROPERTIES OF AN ORGANIC AND MINERAL SOILS

S. V. Krivaltsevich^{1,2}, S. A. Varnakov^{1,2}, A. S. Yashchenko¹

¹Omsk Scientific Center SB RAS (Institute of Radiophysics and Physical Electronics),
Omsk, Russia

²Omsk Scientific-Research Institute of Instrument Engineering (JSC ONIIP), Omsk, Russia

Abstract. The complex dielectric permittivity data of various types of soils differing in a particle size distribution and organic content are presented. It is shown that the differences in the soil's sample permittivity values measured under laboratory conditions and calculated by model can reach several tens of percent. The dependences obtained can be used in assessing the radiophysical characteristics of the underlying surface.

Keywords: underlying surface, complex dielectric permittivity.

1. ВВЕДЕНИЕ

Решение прикладных задач распространения радиоволн предполагает использование априорных данных о состоянии окружающей среды. В частном случае достоверная и актуальная информация о диэлектрических характеристиках подстилающей поверхности необходима для прогнозирования состояния нижней границы волновода «Земля-ионосфера»; так же она находит применение при оценке импедансных и направленных характеристик приземных антенн.

На данный момент, теория диэлектрической проницаемости сред создана лишь для относительно простых случаев. Так, значения комплексной диэлектрической проницаемости (КДП) пресной воды могут быть рассчитаны по модели Дебая [1]. Однако использование модели Дебая для расчёта КДП соленой воды в широком диапазоне температур возможно лишь с введением поправочных коэффициентов, которые определяются эмпирически. Теория диэлектрической проницаемости более сложных структур, например, дисперсных смесей (в частности, грунтов), еще не создана, а известные в настоящее время модели КДП влажных грунтов разработаны по эмпирическим данным, полученным в лабораторных условиях.

Международный союз электросвязи рекомендует использовать модель Добсона для оценки радиофизических характеристик подстилающей поверхности [2, 3]. Эта модель разработана на основе экспериментальных данных, полученных на частотах выше 1 ГГц для пяти типов почв умеренного климатического пояса. Использование этой модели для расчёта КДП почв других климатических зон на более низких частотах может быть сопряжено с ростом погрешности вычислений [4]. Наибольшая погрешность при использовании модели Добсона для расчёта диэлектрической проницаемости почв наблюдается на частотах ниже 1 ГГц. Данный факт свидетельствует о актуальности работ, направленных на совершенствование диэлектрических моделей, позволяющих проводить расчёт в широком частотном диапазоне для разных типов почв.

По результатам многолетних измерений диэлектрических характеристик почв в Институте физики СО РАН была разработана обобщённая рефракционная диэлектрическая модель, позволяющая определить КДП влажных почв на частотах СВЧ диапазона волн [5]. Научным коллективом ОмГПУ проделана большая работа по совершенствованию методов измерения в широком диапазоне частот. Разработанный этим коллективом метод позволил определять КДП влажных почв в крайне широком диапазоне частот без изменения структуры образца [6]. Данные, полученные в результате лабораторных измерений КДП, позволили разработать релаксационную диэлектрическую модель влажных песчаных почв [7].

2. ОПИСАНИЕ МЕТОДИКИ ИЗМЕРЕНИЙ

Измерения КДП образцов почв осуществлялись с помощью методики, разработанной сотрудниками Лаборатории диэлькометрии и петрофизики ОмГПУ [6]. Измерения проводились как с использованием приборной базы ОмГПУ, так и на базе совместной лаборатории Института радиофизики и физической электроники (ИРФЭ) в составе СО РАН и АО «ОНИИП». Эта методика позволяет проводить измерения КДП в широком частотном диапазоне (от единиц килогерц, до нескольких гигагерц) без изменения структуры образца. В процессе измерений образец находится в одной ячейке, представляющей собой отрезок коаксиальной линии. Схематическое изображение экспериментальной установки приведено на рисунке 1.

В данной работе мы определяли диэлектрические характеристики почвенного образца в диапазоне частот 0,5 ГГц-4 ГГц. Согласно данным, приведённым в [6], погрешность измерений действительной и мнимой части КДП с использованием векторного анализатора цепей определяется влажностью образца, его гидрофизическими характеристиками и длиной коаксиальной линии, в которой он находится. Наибольшее значение относительной погрешности не превышает 6% как для действительной, так и для мнимой частей КДП, что наблюдается при измерении КДП очень влажного образца в относительно длинной ячейке. При правильном выборе длины ячейки для образца с определённой влажностью относительная погрешность не превышает 2,5%.

В процессе измерений использовались образцы трёх видов: почва Арктики богатая органикой (отобрана вблизи города Норильск), суглинистая почва умеренной климатической зоны и речной песок (отобраны на юго-востоке Омской области). Перед измерением с образцом почвы выполнялись необходимые подготовительные процедуры. Крупные включения (части растений, гравий и др.) из образца почвы удаляли. После образец смачивался до очень высокой влажности (более $0,5 \text{ см}^3/\text{cm}^3$) деионизированной водой. Это исключало возможность изменения солевого состава образца почвы. Изменение влажности образца происходило в процессе естественного испарения. Перед измерением образец почвы при текущей влажности вносили внутрь

коаксиальной ячейки и выдерживали в ней в течение суток. В дальнейшем выполнялись измерения параметров рассеяния (S-параметры) коаксиальной ячейки с образцом. Объемная влажность пробы определялась термостатно-весовым методом.

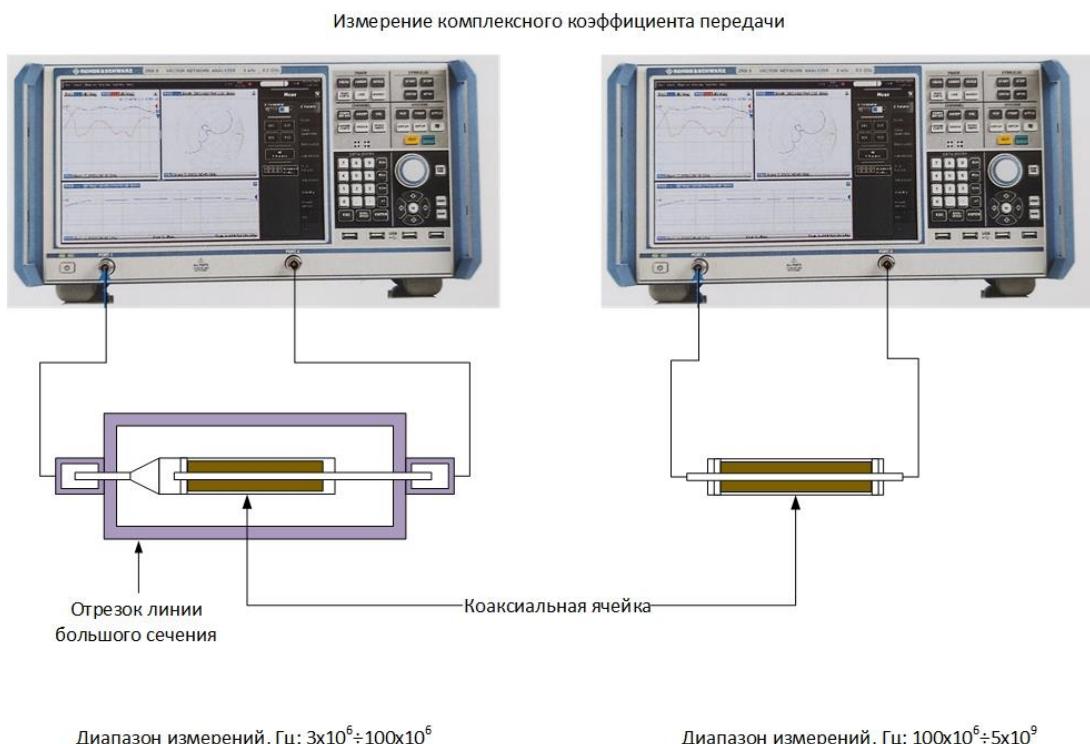


Рис. 1. Схематическое изображение экспериментальной установки для определения частотной зависимости КДП образца

3. РЕЗУЛЬТАТЫ И ОБСУЖДЕНИЕ

Результаты измерений КДП образцов почв и расчёта по модели Добсона приведены на рисунке 2. Как видно из приведённых данных диэлектрические характеристики образцов почв, измеренные в лабораторных условиях, и рассчитанные по модели Добсона для двух типов почв, характерных для умеренной климатической зоны, заметно отличаются друг от друга. Одной из причин этого является различие принятой в России и за рубежом классификации типов почв по гранулометрическому составу. Как общую тенденцию можно отметить уменьшение значений КДП с ростом частоты. Можно заметить, что КДП органической почвы отличается более низкими значениями по сравнению со значениями, соответствующими суглинистым почвам. Это объясняется более низкой плотностью органической почвы, а, следовательно, большей долей воздуха. Кроме того, органическая почва отличается высокой сорбционной способностью. Доля влаги, находящейся в органической почве в связанном состоянии, существенно больше чем в суглинистой почве. Связанная вода удерживается вблизи поверхности минеральной частицы силами межмолекулярного взаимодействия и её свойства значительно отличаются от свойств воды, находящейся в свободном состоянии. Так, связанная вода отличается меньшими значениями КДП по сравнению со свободной [5], что также обуславливает низкие значения диэлектрической проницаемости органической почвы.

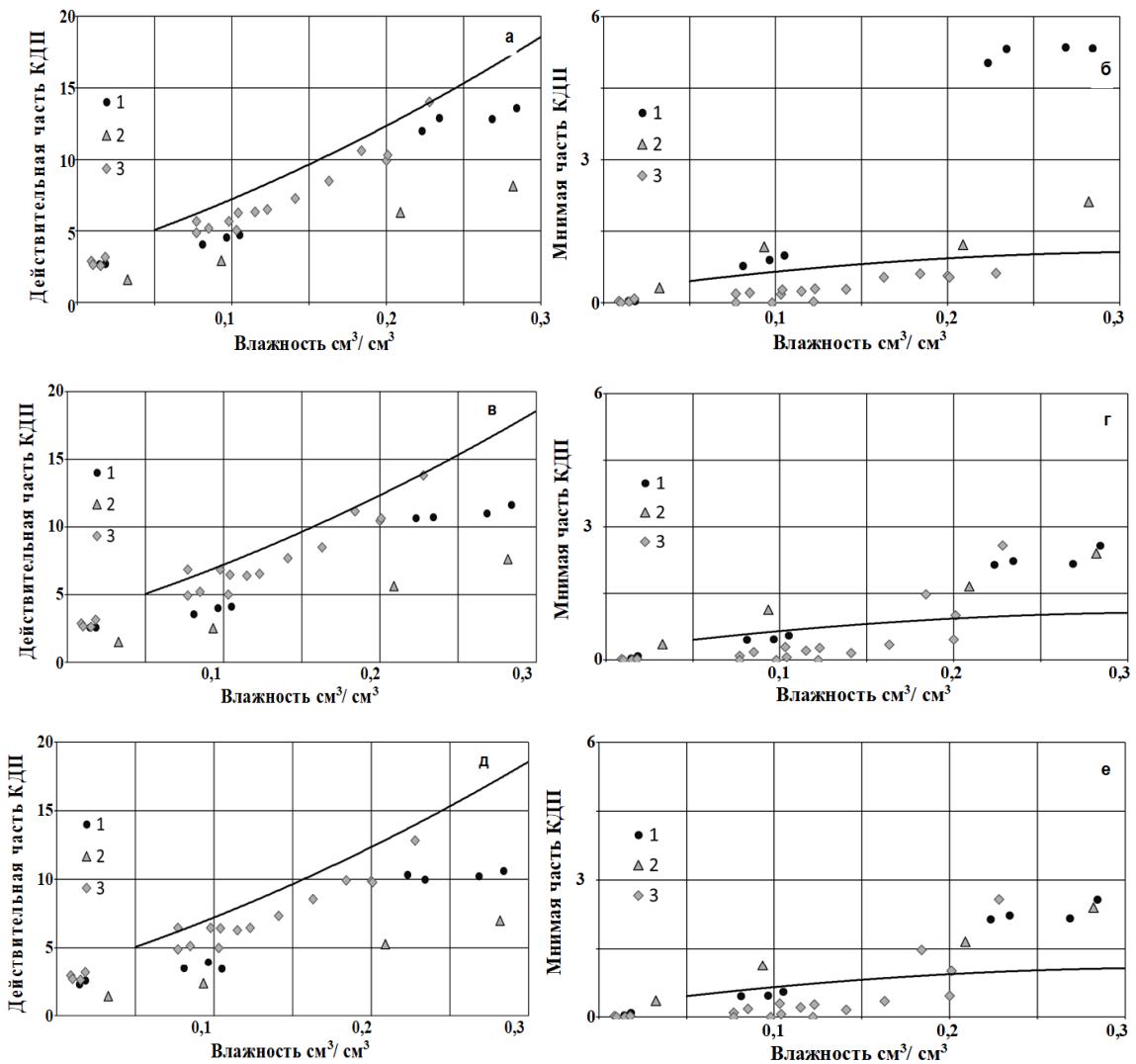


Рис. 2. Зависимость действительной и мнимой части КДП от влажности. 1 – экспериментальные результаты образца суглинистой почвы; 2 – экспериментальные результаты образца органической почвы Арктики; 3 – экспериментальные результаты образца песчаной почвы, непрерывная линия – результат расчёта по модели Дебая для суглинка. Частота 500 МГц (а, б); 2500 МГц (в, г), 4000 МГц (д, е). Температура +24°C.

Стоит отметить, что значения КДП песчаной почвы, измеренной в лабораторных условиях, близки к значениям, рассчитанным по модели Добсона для суглинистой почвы. Этот факт в очередной раз свидетельствует о непригодности использования модели Добсона при оценке диэлектрических характеристик на частотах ниже 1 ГГц для почв, относящихся к территории России.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведённые исследования показали заметное отличие в диэлектрических характеристиках органической почвы Арктического региона, суглинистой и песчаной почвы юга Западной Сибири в диапазоне частот 500 МГц до 4 ГГц. Обнаружено, что вид диэлько-влажностных зависимостей, рассчитанных по модели Добсона и измеренных в лабораторных условиях так же заметно отличается друг от друга. Полученные результаты могут найти применение при оценке влияния подстилающей поверхности на процессы излучения и распространения радиоволн.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена по государственному заданию Омского научного центра СО РАН (номер госрегистрации проекта 122011200349-3).

ЛИТЕРАТУРА

1. Анализ моделей диэлектрической проницаемости водной среды, используемых в задачах дистанционного зондирования акваторий URL:
<http://www.iki.rssi.ru/books/2013sadovsky.pdf> (дата обращения: 05.03.2023).
2. Electrical characteristics of the surface of the Earth. URL:
https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.527-6-202109-I!!PDF-E.pdf (дата обращения: 05.03.2023).
3. Dobson M.C., Ulaby F.T., Hallikainen M.T., El-Rayes M.A. Microwave dielectric behavior of wet soil. Part II: Dielectric mixing models // IEEE Trans. on Geosci and Remote Sens. Vol. GE-23, No.1, P. 35-45, 1985.
4. А. С. Ященко, С. В. Кривальцевич, Т. А. Беляева Анализ данных о диэлектрической проницаемости почв и их влияние на результат расчёта ослабления земной волны // Техника радиосвязи, 2020, №2 (45). С. 48-58.
5. Mironov V. L., Bobrov P. P., Fomin S. V. Multirelaxation Generalized Refractive Mixing Dielectric Model of Moist Soils // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters. 2013. Vol. 10, No 3. P. 603–606.
6. Bobrov P. P., Repin A. V., Rodionova O. V. Wideband Frequency Domain Method of Soil Dielectric Property Measurements // IEEE Trans. Geosci. Remote Sens. 2015. Vol. 53, No. 5. P. 2366–2372.
7. Бобров П.П., Красноухова В.Н., Крошка Е.С., Лапина А.С. Моделирование процессов диэлектрической релаксации во влажных песчаных породах // Известия высших учебных заведений. Физика. 2017. Т. 60. № 4. С. 135-140.

REFERENCES

1. Analiz modelej dielectricheskoy pronicaemosti vodnoj sredy, ispolzuemoj v zadachah distanchyonnogo zondirovaniya acvatorij URL:
<http://www.iki.rssi.ru/books/2013sadovsky.pdf> (date of access: 05.03.2023) (In Russian).
2. Electrical characteristics of the surface of the Earth. URL:
https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.527-6-202109-I!!PDF-E.pdf (date of access: 05.03.2023) (In Russian)..
3. Dobson M.C., Ulaby F.T., Hallikainen M.T., El-Rayes M.A. Microwave dielectric behavior of wet soil. Part II: Dielectric mixing models // IEEE Trans. on Geosci and Remote Sens. Vol. GE-23, No.1, P. 35-45, 1985.
4. A. S. Yashchenko, S. V. Krival'tsevich, T. A. Belyayeva Analiz dannykh o dielektricheskoy pronitsayemosti pochv i ikh vliyanije na rezul'tat raschota oslableniya zemnoy volny // Tekhnika radiosvyazi, 2020, No 2 (45). P. 48-58.
5. Mironov V. L., Bobrov P. P., Fomin S. V. Multirelaxation Generalized Refractive Mixing Dielectric Model of Moist Soils // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters. 2013. Vol. 10, No 3. P. 603–606.
6. Bobrov P. P., Repin A. V., Rodionova O. V. Wideband Frequency Domain Method of Soil Dielectric Property Measurements // IEEE Trans. Geosci. Remote Sens. 2015. Vol. 53, No. 5. P. 2366–2372.
7. Bobrov P.P., Krasnoukhova V.N., Kroshka Ye.S., Lapina A.S. Modelirovaniye protsessov dielektricheskoy relaksatsii vo vlazhnykh peschanykh porodakh // Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Fizika. 2017. Vol. 60. No 4. P. 135-140. (In Russian).

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ РАССЕЯНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН С УЧЕТОМ ЗЕРКАЛЬНО-ДИФФУЗНОГО ОТРАЖЕНИЯ ОТ ОБЪЕКТОВ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ

С. А. Гончаров¹, В. А. Кузнецов¹

¹Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (ВУНЦ ВВС «ВВА»),
Воронеж, Россия

Аннотация. В статье кратко рассмотрены возможности современных бортовых радиолокационных станций, обоснована актуальность решения задачи моделирования процессов распространения электромагнитных волн. Внимание уделено факторам, обуславливающим возможности повышения адекватности моделей рассеяния электромагнитных волн, и подходам к расчету эффективной площади рассеяния. Представлены примеры применения модели рассеяния для решения задач формирования радиолокационных характеристик воздушных целей с учетом конструктивных мер по снижению радиолокационной заметности.

Ключевые слова: отражение ЭМВ; индикатриса рассеяния, имитационное моделирование.

SIMULATION ELECTROMAGNETIC WAVE SCATTERING MODEL WITH TAKING INTO ACCOUNT SPECULAR AND DIFFUSE REFLECTION FROM COMPLEX SHAPE OBJECTS

S. A. Goncharov¹, V. A. Kuznetsov¹

¹Military educational and scientific center of the Air Force “Air Force Academy named after Professor N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin”, Voronezh, Russia

Abstract. Modern radar capabilities are highlighted. The radiowave propagation modelling topic is established. Attention is paid to the EM-wave scattering model adequacy increasing factors and RCS calculation methods. Scattering model using examples are shown.

Keywords: EM-wave scattering; scattering indicatrix, simulation.

1. ВВЕДЕНИЕ

Основным средством получения радиолокационной информации о характеристиках воздушных, наземных и морских объектов являются бортовые радиолокационные станции (БРЛС) воздушного базирования. Благодаря независимости от погоды и времени суток, большой дальности действия и высокой разрешающей способности, БРЛС широко применяются в таких областях деятельности, как: решение военных задач, дистанционное зондирование земли (ДЗЗ), управление воздушным движением (УВД), картография, космическая радиолокация и других [1]. При этом процессы разработки и производства подобных систем невозможны без априорного знания характеристик рассеяния наблюдаемых объектов, поэтому сопровождаются проведением натурных и физических экспериментов, связанных со значительными материальными, организационными и временными затратами [2, 3]. Перечисленные факторы существенно влияют на процесс развития методологии разработки радиолокационных систем, а также совершенствования методов, способов и алгоритмов автоматического обнаружения и распознавания объектов как конечного и важнейшего этапа получения информации. В таких условиях приобретают особую актуальность

задачи моделирования радиолокационных систем, процессов распространения электромагнитных волн (ЭМВ), объектов локации и признаков их распознавания, как наиболее доступные для реализации.

Одной из основных проблем создания подобных моделей является повышение их адекватности. Она решается путем учета большего количества факторов в создаваемой модели, что повышает точность воспроизведения объективной реальности. При этом возникает потребность обеспечения достаточных для их реализации вычислительных ресурсов. В общем случае, решение задачи моделирования представляет сложную научно-техническую задачу и включает в себя моделирование процесса рассеяния ЭМВ различными поверхностями и объектами сложной формы.

2. МЕТОДЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПОВЕРХНОСТИ И РАССЕЯНИЯ ЭМВ

Для решения задачи моделирования процесса рассеяния ЭМВ необходимо иметь информацию о материалах, составляющих поверхность объекта сложной формы. В работах [4, 5] рассматриваются различные методы моделирования поверхности, применяемые для описания объектов сложной формы: проволочный метод, метод тел вращения, аналитического описания поверхности, использования кубических сплайн-функций, аппроксимации поверхности элементарными участками-фацетами. Выбор метода моделирования поверхности тесно связан с методом решения задачи рассеяния ЭМВ. Наиболее широко используется метод аппроксимации поверхности объекта сложной формы элементарными площадками-фацетами треугольной формы (рисунок 1) [6, 7]. При этом считают, что данные площадки являются участками касательных плоскостей к неровностям поверхности. Такое представление поверхности объекта позволяет синтезировать геометрическую модель сложного объекта по чертежам общего вида в системах автоматизированного проектирования (САПР). При этом САПР берет на себя задачу аналитического описания сложных поверхностей, образующих объект, и представляет геометрическую модель объекта в виде набора простейших геометрических примитивов, составляющих поверхность объекта. Полученная фацетная геометрическая модель сложного объекта содержит исходную информацию о цели при решении задач радиолокации.

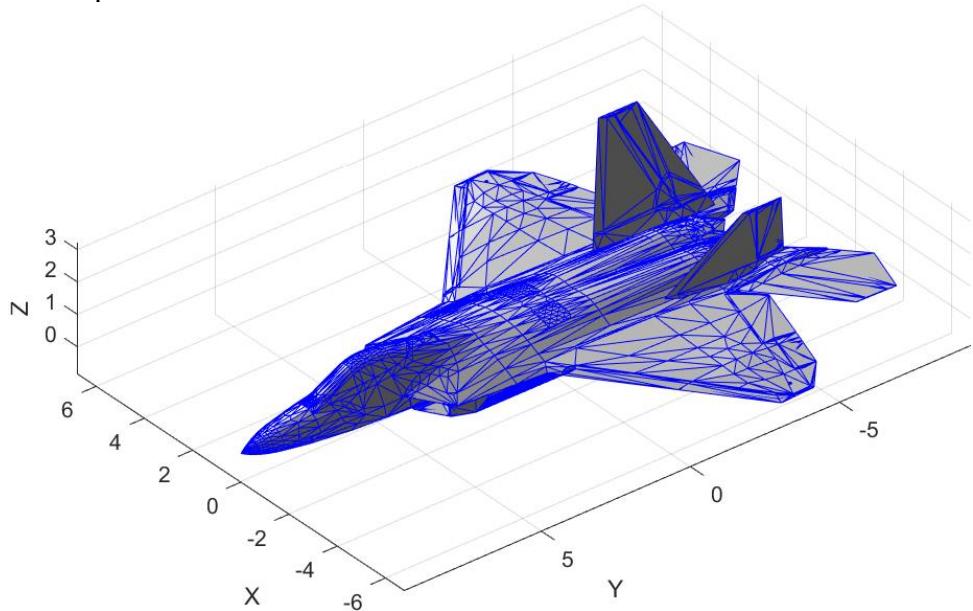


Рис. 1. Фацетная модель самолета F-22.

Различные реализации моделей рассеяния ЭМВ широко применяются в области оценки эффективной поверхности рассеяния (ЭПР). Для тел простой формы чаще используют строгие методы, основанные на решении уравнений Максвелла, удовлетворяющих граничным условиям вблизи и на рассеивающей поверхности [1, 3]. При этом для сосредоточенных и пространственно-распределенных объектов более сложной формы пользуются приближенными или асимптотическими методами ввиду более низких требований к вычислительной мощности. К таковым относят, например, метод моментов, метод эквивалентных токов, теорию физической и геометрической оптики, физическую и геометрическую теорию дифракции, которые применяются для оценки ЭПР электрически больших объектов сложной формы с достаточной точностью [1, 3, 8]. При этом для различных каналов распространения ЭМВ (например, «воздух-воздух») учитывают различные факторы, например, многослойность атмосферы, воды, почвы и/или радиопоглощающих материалов (РПМ). В таком случае аналитический способ моделирования эффектов распространения ЭМВ в таком случае оказывается недостаточным, а наиболее широкое распространение получили имитационные модели рассеяния на основе лучевого подхода [9, 10]. Так, в работах [10, 11] для оценки ЭПР объектов используется метод Shooting and bouncing ray (SBR), объединяющий в своей основе теорию геометрической оптики для расчета отражения лучевых трубок и теорию физической оптики для интегрального расчета отраженного поля (рисунок 2). При этом фронт падающей плоской волны представляют в виде плотной сетки лучевых трубок с шагом сетки не меньше, чем $\lambda/10$ для достижения необходимой точности.

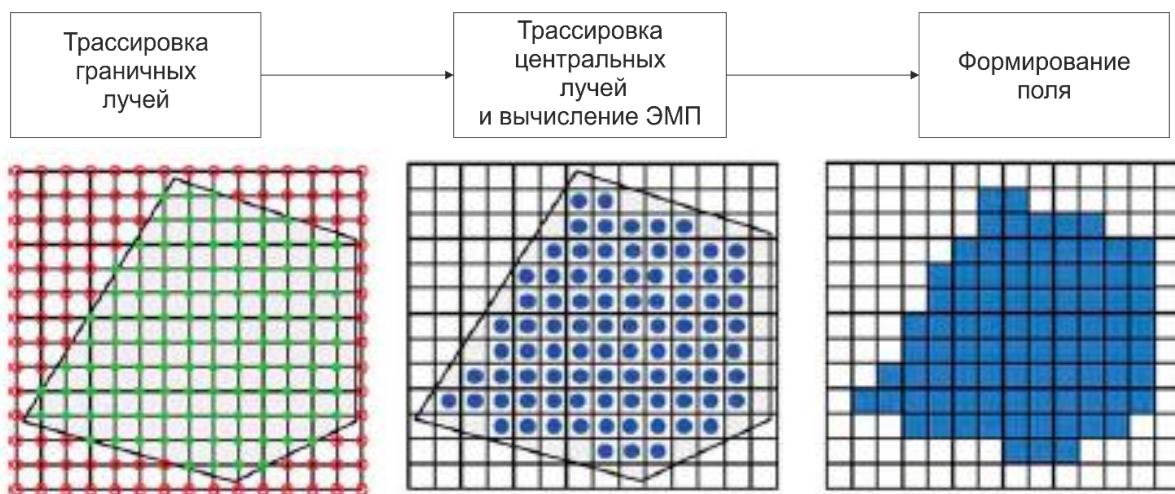


Рис. 2. Процедура метода SBR.

Несмотря на существенное превосходство в производительности относительно целочисленных методов оценки ЭПР, увеличение числа обрабатываемых лучевых трубок или количества фацетов облучаемых объектов приводит существенным затратам памяти и машинного времени. Также существенное влияние на получаемые результаты оказывает соотношение длины волны и линейного размера фацета. Так в работах [12, 13, 14] рассматриваются два предельных случая, когда линейные размеры фацета намного больше или намного меньше длины волны λ . При этом индикатором рассеяния поля, рассеянного площадкой, находящейся в зоне Фраунгофера по отношению к излучателю и точке наблюдения описывается следующим выражением:

$$J_{p_1 p_2}^{p_0} = \frac{4k^4 \sigma^2 S}{R_1^2 R_2^2} Q_{p_1 p_2}^{p_0}(\alpha, \beta) \tilde{W}(q), \quad (1)$$

где R_1, R_2 – расстояния от источника до центра рассеивающей площадки (фацета) и от центра рассеивающей площадки до приемника, S – площадь рассеивающей площадки, $Q(\alpha, \beta)$ – угловая функция, $W(q)$ – преобразование Фурье от корреляционной функции с волновым вектором q . В случае $l \ll \lambda$ рассеяние происходит в зеркальном направлении и его интенсивность зависит от угловой координаты, в случае $l \ll \lambda/10$ рассеяние происходит изотропно и его интенсивность от угловой координаты слабо зависит, т.е. рассеяние диффузно. При соотношении линейных размеров фацета и длины волны $l \leq \lambda$ характер рассеяния зеркально-диффузный, что оказывает влияние на точность результатов.

3. РАСЧЕТ ИНДИКАТРИСЫ РАССЕЯНИЯ ОТРАЖЕННОЙ ЭМВ

Способ учета влияния данного фактора предложен в работе [15] и заключается в расчете индикатрисы рассеяния ЭМВ, отраженной от элементарной площадки, при этом диаграмму направленности антены радиотехнической системы (ДН РТС) и индикатрису рассеяния (ИР) представляют в виде наборов лучей внутри пространства, объем которых определяют формой основных и боковых лепестков ДН РТС и ИР. Падающий луч определяется точкой излучения $U_{i,n}^{nad} = (x_{i,n}, y_{i,n}, z_{i,n})$ и вектором направления $D_{i,n} = (s_x, s_y, s_z)$, где i – номер итерации отражения, n – номер луча ДН РТС или ИР отраженной ЭМВ, $s_x = -\sin \theta_{i,n} \cos \phi_{i,n}$, $s_y = -\sin \theta_{i,n} \sin \phi_{i,n}$, $s_z = -\cos \theta_{i,n}$, а $\theta_{i,n}$ и $\phi_{i,n}$ – углы, определяющие направление прихода падающего луча. Индикатриса рассеяния ЭМВ (рисунок 3), отраженной от элементарной площадки, определяется согласно выражениям [16]:

$$U_{i,n}^{omp} = \frac{G_{npd} G_{npr} u_{i,n}^{nad}}{4\pi} \frac{\exp\left(ik\left(R_{npd}\left(1+V_{npd} r_{nad}\right) + R_{npr}\left(1+V_{npr} r_{omp}\right)\right)\right)}{R_{npd} R_{npr}} \frac{(\vec{T} e_s)}{|q_\perp|^2} \sum_{z=1}^3 D_z$$

$$D_z = (\vec{q}_\perp^* \cdot (\vec{a}_{i+1} - \vec{a}_i)) \cdot \frac{\sin\left(\frac{k}{2}(\vec{q}_\perp \cdot (\vec{a}_{i+1} - \vec{a}_i))\right)}{\frac{k}{2}(\vec{q}_\perp \cdot (\vec{a}_{i+1} - \vec{a}_i))} \cdot \exp\left(-i\left(\frac{k}{2}(\vec{q}_\perp \cdot (\vec{a}_{i+1} - \vec{a}_i))\right)\right) \quad , \quad (2)$$

где G_{npd}, G_{npr} – значения коэффициента направленного действия передающей и приемной антенн, $u_{i,n}^{nad}$ – амплитуда зондирующего сигнала, k – волновое число, R_{npd}, R_{npr} – расстояния от средней точки элементарной площадки до передающей и приемной антенн, V_{npd}, V_{npr} – скорости носителей передающей и приемной РТС, r_{nad}, r_{omp} – направляющие векторы падающей и отраженной волны, \vec{T} – векторный множитель поляризации, e_s – локальный вектор поляризации, $\vec{q}_\perp = \{q_x, q_z\}$ – проекция вектора $\vec{q} = \vec{r}_{nad} - \vec{r}_{omp}$ на плоскость элементарной площадки, при этом $\vec{q}_\perp^* = \{q_z, -q_x\}$, $\vec{a}_i = p_i - M$ – вектор, проведенный из средней точки треугольника в одну из его вершин.

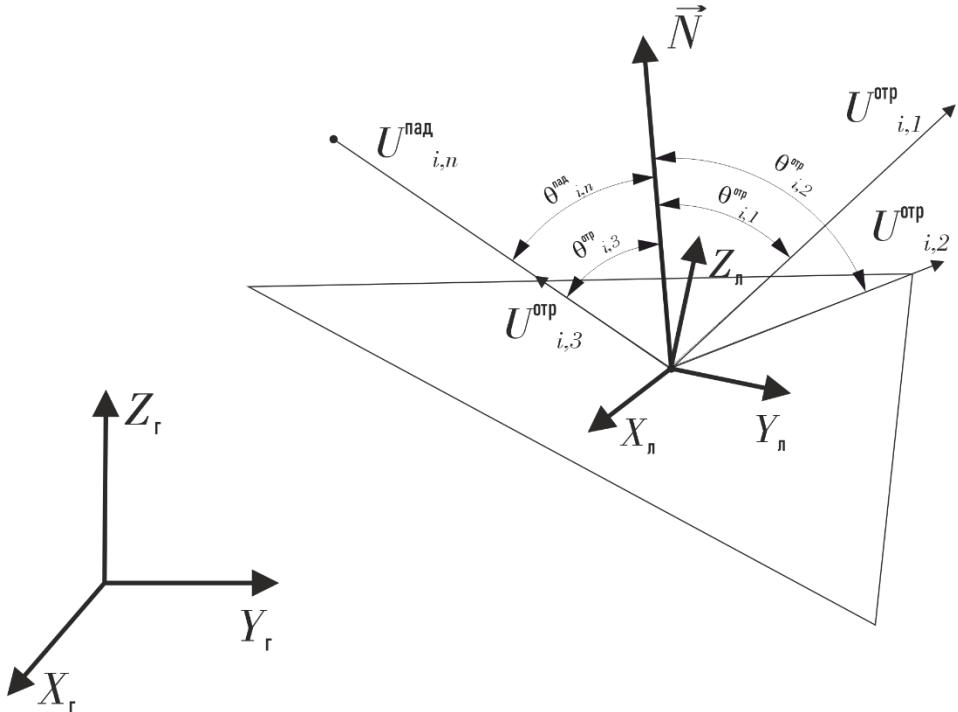


Рис. 3. Лучи индикатрисы рассеяния отраженной ЭМВ при $N_n = 3$.

Луч главного лепестка ИР ЭМВ определяется согласно закону Снеллиуса. Выражение (3) определяет единичный вектор, где $U_{i,n}^{n\text{ad}}$ – падающий луч, \vec{N} – нормаль точки отражения, при этом единичный вектор \hat{m} перпендикулярен плоскости падения.

$$\hat{m} = \left(U_{i,n}^{n\text{ad}} \times \vec{N} \right) / \sin \theta_{i,n}, \quad (3)$$

Координатная система луча (рисунок 3) задается как: $Y_n = \hat{m}$, $Z_n = -\vec{N}$, $X_n = -(\hat{m} \times \vec{N})$. Сферические координаты луча определяются как $U_{i,n}^{n\text{ad}} = (r, \theta, \phi)$, $r = 1$, $\theta = -(\pi/2 - \hat{\theta}_{i,n})$, $\phi = 0$. Пересчет координат луча из сферических в прямоугольную локальную систему координат производится согласно следующим преобразованиям:

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$$C = \begin{bmatrix} X_n(1) & X_n(2) & X_n(3) \\ Y_n(1) & Y_n(2) & Y_n(3) \\ Z_n(1) & Z_n(2) & Z_n(3) \end{bmatrix}, \quad (5)$$

$$B = A \cdot C^{-1}, \quad (6)$$

$$(X_e, Y_e, Z_e) = B \cdot (X_n, Y_n, Z_n), \quad (7)$$

где B – матрица преобразования. Аналогичным образом рассчитываются остальные лучи индикатрисы рассеяния отраженной ЭМВ. Каждый из отраженных лучей далее полагается в качестве падающего для следующей элементарной площадки (рисунок 4,в).

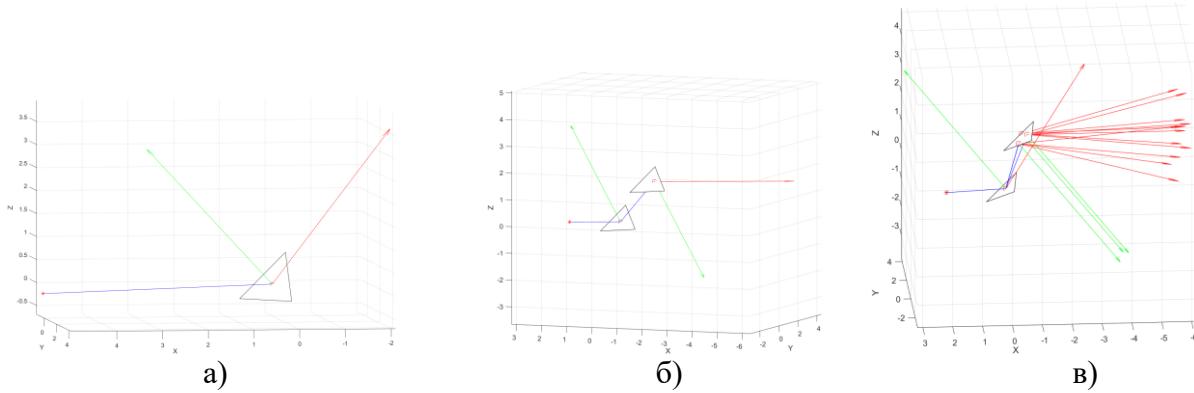


Рис. 4. Иллюстрация распространения лучей отраженной ЭМВ без переотражения (а), с учетом переотражения (б), с учетом зеркально-диффузного характера рассеяния ЭМВ (в).

Для оценки возможностей предложенного способа вычислены характеристики рассеяния типового отражателя (идеально проводящий цилиндр) с использованием известных теоретических соотношений (Рисунок 5, а) и с помощью цифрового моделирования предложенным способом (рисунок 5, б). Как видно из графиков, полученные характеристики имеют несущественные различия. Средняя погрешность расчета по сравнению с теоретической составляет не более 20%.

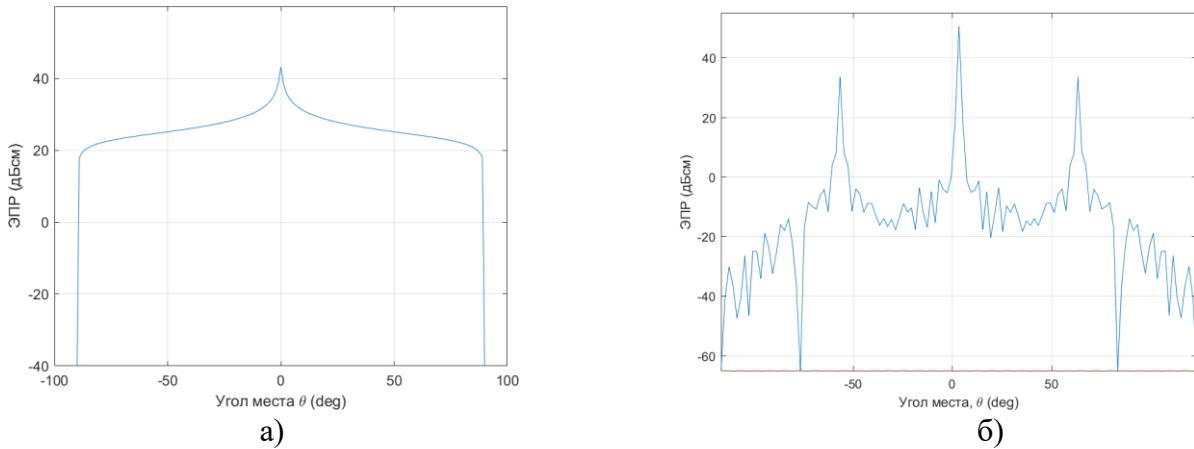


Рис. 5. Характеристики рассеяния идеально проводящего цилиндра, теоретическая (а), расчетная (б).

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Априорное знание характеристик рассеяния наблюдаемых объектов требует проведения сложных и затратных экспериментов, что существенно замедляет развитие новых способов и алгоритмов обнаружения и распознавания объектов. В качестве альтернативы особую актуальность приобретает моделирование радиолокационных систем и процессов. В него входит моделирование процесса рассеяния ЭМВ различными поверхностями и объектами сложной формы. Данный процесс тесно связан с методом моделирования поверхности, например, аппроксимация элементарными площадками-фацетами треугольной формы. Для расчета радиолокационных характеристик фацетных объектов используется метод SBR, однако соотношение длины волны зондирующего сигнала и линейного размера фацета существенно влияет на расчеты. Авторами предложен способ учета данного фактора с помощью расчета

индикаторы рассеяния ЭМВ, отраженной от элементарной площадки. Приведены теоретическая и расчетная характеристики рассеяния идеально проводящего цилиндра.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сколник М.И. Справочник по радиолокации. Т. 1. М.: Техносфера, 2014. - 672 с.
2. Штагер Е.А. Рассеяние радиоволн на телах сложной формы. М.: Радио и связь, 1986. - 184 с.
3. Вождяев В.В., Теперин Л.Л. Характеристики радиолокационной заметности летательных аппаратов. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2018. - 376 с.
4. Ширман Я.Д., Горшков С.А., Лещенко С.П., Братченко Г.Д., Орленко В.М. Методы радиолокационного распознавания и их моделирование // Научно-технические серии. Серия 2: Радиолокация и радиометрия, 2000, № 3. - С. 5-64.
5. Volakis J.L., Kibilay S. Integral Equation Methods for Electromagnetic. SciTech Publishing, Inc., 2012. - 391 p.
6. Борзов А.Б., Быстров Р.П. Миллиметровая радиолокация: методы обнаружения и наведения в условиях естественных и организованных помех. М.: Радиотехника, 2010. - 376 с.
7. Залевский Г.С. Обзор методов расчета вторичного излучения радиолокационных объектов // Системы обработки информации, № 7(65), 2007. С. 16-24.
8. Knott E.F., Shaeffer J., Tuley M. Radar Cross-Section. 2nd ed. Boston: SciTech Publishing, Inc., 2004. - 637 p.
9. Кузнецов В.А., Амбросов Д.В. Динамическая модель пространственно-распределенной воздушной цели // Системы управления, связи и безопасности, № 2, 2019. - С. 215-235.
10. Ling H., Chou R.C., Lee S.W. Shooting and Bouncing Rays: Calculating the RCS of and Arbitrary Shaped Cavity // IEEE Transactions on Antennas and propagation, Vol. 37, No. 2, 1989. - Pp. 194-205.
11. Tao Y., Lin H., Bao H. GPU-based Shooting and Bouncin Ray method for fast RCS prediction // IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. 58, No. 2, 2010. - Pp. 494-502.
12. Басс Ф.Г., Фукс И.М. Рассеяние волн на статистически неровной поверхности. М.: Издательство "Наука". Главная редакция физико-математической литературы, 1972. - 424 с.
13. Исимару А. Распространение и рассеяние волн в случайно неоднородных средах. Т. 1. М.: Мир, 1981. - 285 с.
14. Батанов М.С. Влияние рельефа местности на точностные характеристики квазидоплеровского пеленгатора. М.: МГТУ ГА, 1994. - 216 с.
15. Гончаров С.А., Кузнецов В.А. Способ имитации радиосигнала, Заявка на изобретение №2023102604, заяв.03.02.2023.
16. Борзов А.Б., Соколов А.В., Сучков В.Б. Методы цифрового моделирования радиолокационных характеристик сложных объектов на фоне природных и антропогенных образований // Журнал радиоэлектроники, № 3, 2000.

REFERENCES

1. Skolnik M. Radar Handbook. V. 1. M.: Technosphera, 2014. - 672 p.
2. Shtager E.A. Radar wave scattering from complex shape objects. M.: Radio and communication, 1986. - 184 p.
3. Vozhdyaev V.V., Teperin L.L. Radar visibility aircraft characteristics. M.: PhysMatLit, 2018. - 376 p.

4. Shirman Y.D., Gorshkov S.A., Leschenko S.P., Bratchenko G.D., Orlenko V.M. Modeling and methods of radar recognition. //, 2000, № 3. - Pp. 5-64.
5. Volakis J.L., Kibilay S. Integral Equation Methods for Electromagnetic. SciTech Publishing, Inc., 2012. - 391 p.
6. Borzov A.B., Bystrov R.P. Millimeter radar: detection and guidance methods in conditions of natural and artificial interferences. M.: Radiotekhnika, 2010. - 376 p.
7. Zalevsky G.S. Second Doppler calculation methods review // Information processing systems № 7(65), 2007. Pp. 16-24.
8. Knott E.F., Shaeffer J., Tuley M. Radar Cross-Section. 2nd ed. Boston: SciTech Publishing, Inc., 2004. - 637 p.
9. Kuznetsov V.A., Ambrosov D.V. Dynamic model of spatial-distributed aerial target // Systems of control, communication and security, № 2, 2019. - Pp. 215-235.
10. Ling H., Chou R.C., Lee S.W. Shooting and Bouncing Rays: Calculating the RCS of and Arbitrary Shaped Cavity // IEEE Transactions on Antennas and propagation, Vol. 37, No. 2, 1989. - Pp. 194-205.
11. Tao Y., Lin H., Bao H. GPU-based Shooting and Bouncin Ray method for fast RCS prediction // IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. 58, No. 2, 2010. - Pp. 494-502.
12. Bass F.G., Fuks I.M. Wave scattering on statistically uneven surface. M.: "Science" Publishing, 1972. - 424 p.
13. Ishimaru A. Wave propagation and scattering in randomly inhomogeneous media V. 1. M.: World, 1981. - 285 p.
14. Batanov M.S. Terrain influence on accuracy characteristics of quasi-doppler direction finder. M.: MSTU CA, 1994. - 216 p.
15. Goncharov S.A., Kuznetsov V.A. Radar signal imitation method, Invention application №2023102604, appl.03.02.2023.
16. Borzov A.B., Sokolov A.V., Suchkov V.B. Digital modeling methods of complex shape objects radar characteristics with the background of natural and antropogenic objects. // Radioelectionic journal, № 3, 2000.

ИССЛЕДОВАНИЕ БЕЗОТРАЖАТЕЛЬНЫХ СВОЙСТВ ИСКУССТВЕННЫХ ПЕРИОДИЧЕСКИХ СТРУКТУР НА КРИТИЧЕСКИХ ЧАСТОТАХ В ДИАПАЗОНЕ 16 – 25 ГГЦ.

В.М. Васильченко¹, Р.Г. Губайдуллин¹, В.В. Старostenко¹, Д.А. Полетаев¹

¹КФУ им. В.И. Вернадского, Симферополь, Россия

Аннотация. В работе показано возможность создания антиотражающих покрытий на основе элементарных резонаторов выполненных в виде полосковых линий в частотном диапазоне 16-25 ГГц. Обоснована математическая модель, рассчитывающая диаграмму обратного рассеивания метаструктур, которая реализована на основе пакета HFSS Ansoft. Задавая граничные условия, было показано, что матрица из сонаправленных элементов обладает наименьшей ослабляющей способностью. В свою очередь матрица из повернутых ортогональных элементов к сонаправленным показала хорошие результаты, связанную с уменьшением до минимума объемной концентрации носителей заряда в сравнении с другими представленными матрицами.

Ключевые слова: Метаструктура, безотражательные свойства, критические частоты, диаграмма рассеивания, матрица.

RESEARCH REFLECTORLESS PROPERTIES SYNTHETIC PERIODIC STRUCTURES AT CRITICAL FREQUENCIES IN THE RANGE OF 16 - 25 GHZ

V.M. Vasilchenko¹, R.G. Gubaidullin¹, V.V. Starostenko¹, D.A. Poletaev¹

¹V. I. Vernadsky Federal University, Simferopol, Russia

Abstract. The paper shows the possibility of creating antireflection coatings based on elementary resonators made in the form of strip lines in the frequency range of 16-25 GHz. A mathematical model is substantiated that calculates the backscattering diagram of metastructures, which is implemented on the basis of the HFSS Ansoft package. By setting the boundary conditions, it was shown that the matrix of codirectional elements has the least weakening ability. In turn, the matrix of rotated orthogonal elements to co-directional showed good results associated with a decrease to a minimum volume concentration of charge carriers in comparison with other matrices presented.

Keywords: Metastructure, reflective properties, critical frequencies, scatter pattern, matrix.

1. ВВЕДЕНИЕ

Разработка современных устройств и различных систем требует создание новых материалов с заданными свойствами, при этом появление таких материалов способствует созданию новых радиоэлектронных и фотонных приборов на иных физических принципах. Природные материалы обладают положительным коэффициентом преломления, однако относительно недавние исследования показали, что можно создавать среды, способные иметь отрицательные значение диэлектрической и магнитной проницаемостей, что приводит к отрицательному углу преломления относительно нормали падающего излучения. При этом, свойства среды характеризуются не свойствами исходных материалов [1], а геометрией элементарных ячеек и элементов, и их расположением в пространстве. Такие искусственные среды называют метаматериалами.

Эти среды могут быть использованы в качестве безотражательных покрытий, что позволяет сделать объект невидимым в определенном диапазоне электромагнитного излучения. Это важное свойство лежит в основе «стелс-технологии», суть которой состоит в снижении заметности объекта в радиолокационном и инфракрасном диапазонах. Важно понимать, что «стелс» - не невидимость для радаров, а лишь "малая" заметность [2-3]. Выбор элементов и их взаимодействие с электромагнитным полем является важной задачей при создании подобных покрытий, однако существуют определенные сложности в исследовании зависимости распределения поля от выбранной геометрии метаструктуры.

В настоящее время метаматериалы активно исследуются в СВЧ и оптическом диапазона [4-5]. Проводятся экспериментальные исследования различных симметрий, материалов, геометрии элементарных элементов и их влияние на распределение поля. Отличительная особенность подобных структур – трансляционная симметрия. Именно она позволяет использовать всю мощь компьютерного моделирования, опирающегося на численные методы. Благодаря возросшей вычислительной мощности и специализированного программного обеспечения, появилась возможность компьютерного моделирования подобных систем, что позволяет получать результаты с любыми заданными параметрами. Однако широкополосность преобразования требует задействование более сложных симметрий, а, следовательно, написание многоуровневых моделей, требующих больших вычислительных и временных ресурсов достоверного результата.

Основной задачей представленной работы было предопределить рассмотрение частотных особенностей преобразования электромагнитных волн на экспериментальных метаструктурах, выстроенных на элементарных полосковых резонаторах на отрезке частот 18 – 25 ГГц с целью исследования их безотражательных свойств на критических частотах.

2. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ОБРАЗЦЫ И ПОСТРОЕНИЕ МОДЕЛИ

В качестве прототипа компьютерной модели выступила экспериментальная установка, собранная на основе двух пирамидальных рупорных антенн П6-40 с апертурой 625 mm^2 , (рис.1). При этом, облучающий рупор (1) был жестко закреплен на вертикальном держателе, когда как приемный (5) имел три степени свободы и перемещался по радиусу окружности. В центре размещались исследуемые по отдельности медные полосковые линии (2), диэлектрическая подложка FR4 (3), проводящие СВЧ зеркало (5) или их сборки.

Каждый из элементов, как и установка, описывался на основе экспериментальных образцов (рис. 1). Элементарные резонаторы (3) размерами 2,4 мм на 4,2 мм образовывали простейшую матрицу из 9 элементов для продольного расположения резонаторов и 7 элементов для диагонального, которые располагались в элементарной ячейке 18 мм на 18 мм. Посредством элементарных ячеек, на площади $76 \times 76 \text{ mm}^2$, выстраивалось четыре вида симметрии: Ψ - параллельное расположение резонаторов вектору напряженности; Σ - взаимно перпендикулярное; Ξ - +45 градусов; Λ - -45 градусов (рис.1).

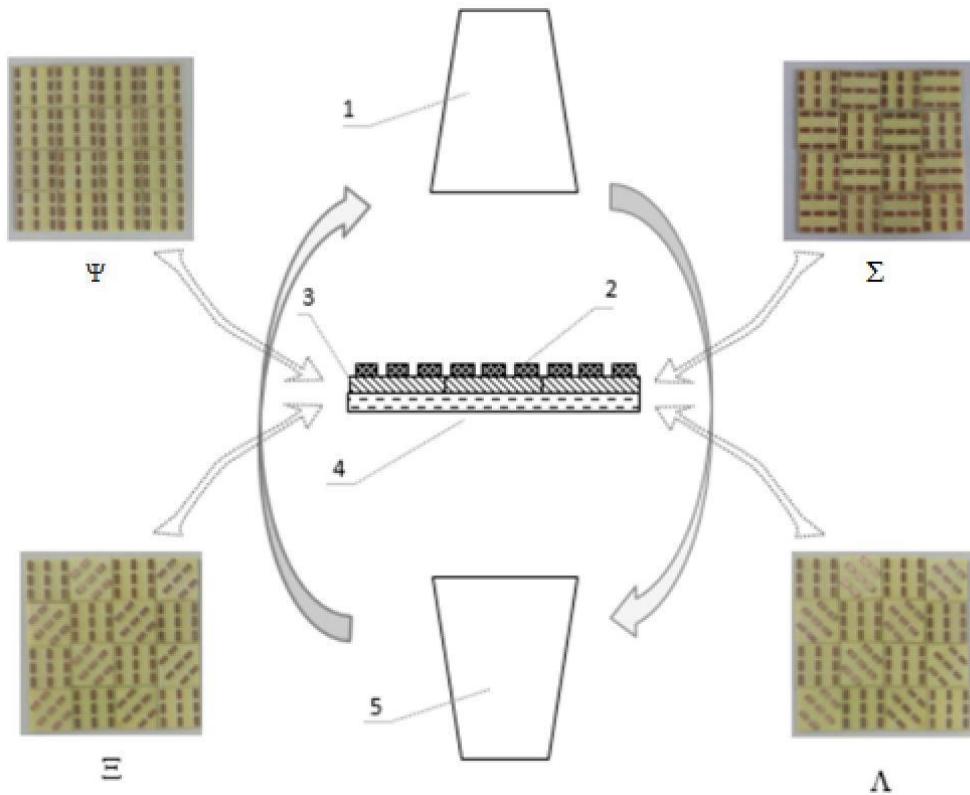


Рис. 1. Измерительная схема (1-передающий рупор, 2- полосковые медные резонаторы, 3 – диэлектрик, 4 - металлическое зеркало, 5- приемный рупор) и образцы соответствующих симметрий.

Построение математической модели дифракции падающей волны на метасструктуре основывалось на системе уравнений Максвелла, в которой электрическая компонент поля определялась как гармоническая функция по времени, что в свою очередь приводит к уравнению монохроматической волны [6]. В общем виде для немагнитных сред, уравнение будет иметь вид:

$$\Delta E_\alpha = -\omega^2/c^2 \hat{\epsilon}_{\alpha\beta} E_\beta, \quad (1)$$

где Δ – векторный оператор Лапласа, E_α, E_β – компоненты вектора напряженности электрического поля, ω – циклическая частота падающей волны,

$\hat{\epsilon}_{\alpha\beta} = \left(i\sigma_{\alpha\beta}/\omega\epsilon_0 + \epsilon_{\alpha\beta} \right)$ – тензор комплексной диэлектрической проницаемости среды, c – электромагнитная постоянная (скорость света).

Компонентная запись уравнения (1) приводит к системе линейных дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} \Delta E_1 = -\omega^2/c^2 (\hat{\epsilon}_{11}E_1 + \hat{\epsilon}_{12}E_2 + \hat{\epsilon}_{13}E_3), \\ \Delta E_2 = -\omega^2/c^2 (\hat{\epsilon}_{21}E_1 + \hat{\epsilon}_{22}E_2 + \hat{\epsilon}_{23}E_3), \\ \Delta E_3 = -\omega^2/c^2 (\hat{\epsilon}_{31}E_1 + \hat{\epsilon}_{32}E_2 + \hat{\epsilon}_{33}E_3). \end{cases} \quad (2)$$

Задача решалась в сферически ограниченной области $E(r, \varphi, \theta)$, такой, что первая и третья подобласть обладает $\hat{\epsilon}_{\alpha\beta} = \epsilon_{\alpha\beta} = \epsilon \approx 1$ и $\sigma_{\alpha\beta} \rightarrow 0$ (рис. 2, а).

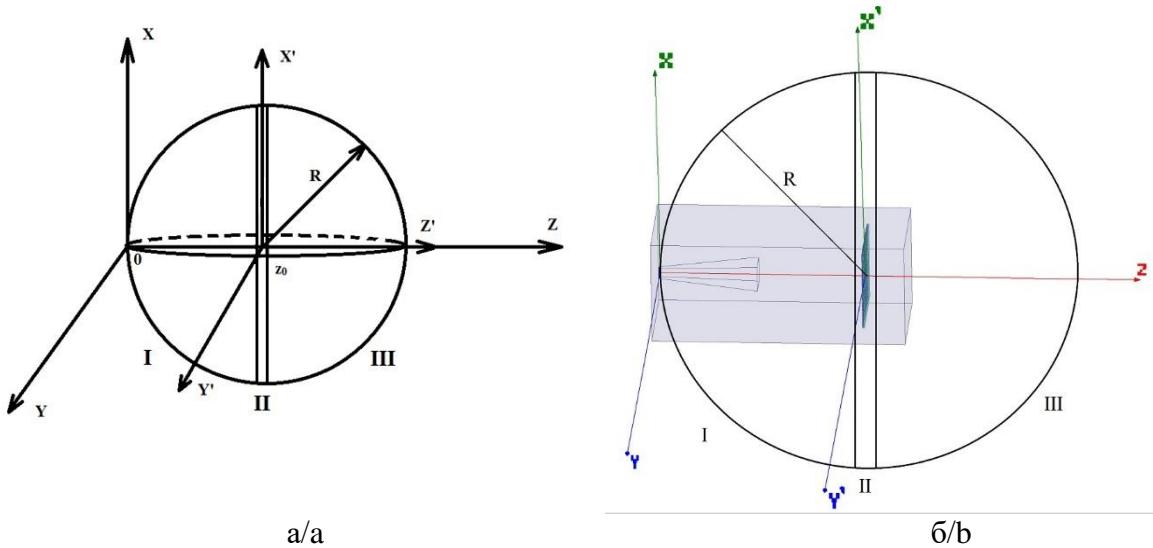


Рис. 2. Модели системы: а) математическая, б) компьютерная.

При этом задавалось, что падающее излучение обладает линейной поляризацией, то есть $\vec{E} = (E_1, 0, 0)$. Следовательно, в сферической системе координат с использованием метода разделения переменных Фурье $E(r, \varphi, \theta) = R(r) \cdot F(\varphi) \cdot T(\theta)$, система (2) принимала вид:

$$\begin{cases} \partial_r(r^2 \partial_r R) + [\omega^2 / c^2 r^2 - m^2] R = 0 \\ \partial_\theta(\sin \theta \partial_\theta T) + \sin \theta [m^2 - n^2 / \sin^2 \theta] T = 0 \text{ для подобласти "I";} \\ \partial_\varphi(\partial_\varphi F) + n^2 F = 0 \end{cases}$$

(3.1)

$$\begin{cases} \partial_r(r^2 \partial_r R) + [\omega^2 / c^2 \hat{\epsilon}_{11} r^2 - m^2] R = 0 \\ \partial_\theta(\sin \theta \partial_\theta T) + \sin \theta [m^2 - n^2 / \sin^2 \theta] T = 0 \text{ для подобласти "II"; (3.2)} \\ \partial_\varphi(\partial_\varphi F) + n^2 F = 0 \end{cases}$$

$$\begin{cases} \partial_r(r^2 \partial_r R) + [\omega^2 / c^2 r^2 - m^2] R = 0. \\ \partial_\theta(\sin \theta \partial_\theta T) + \sin \theta [m^2 - n^2 / \sin^2 \theta] T = 0. \text{ для подобласти "III";} \\ \partial_\varphi(\partial_\varphi F) + n^2 F = 0 \end{cases}$$

(3.3)

Для численного решения систем (3.1), (3.2) и (3.3) использовался программный пакет Ansoft HFSS (рис.2, б), в котором уравнения решалось методом конечных элементов, что в свою очередь позволило обеспечить высокую точность вычислений.

3. РАССЕИВАЮЩИЕ СВОЙСТВА МЕТАСТРУКТУР

Детализация дифракционных свойств каждой из симметрий Ψ , Σ , Ξ , Λ (рис.1) осуществлялась посредством выявления критических частот, на который экспериментальные сборки имели максимум и минимум оптических коэффициентов [7, 8], соответственно. В сочетании первичных расчетов и экспериментальных измерений был выделен эффективный участок взаимодействия электромагнитных волн с образцами,

16 – 25 ГГц, на котором к двум точкам экстремума была добавлена частота, на которой коэффициент прохождения через метаструктуру без металлической пластины имел средние значения

Для сравнительного анализа проведена нормировка амплитуды электрической компоненты.

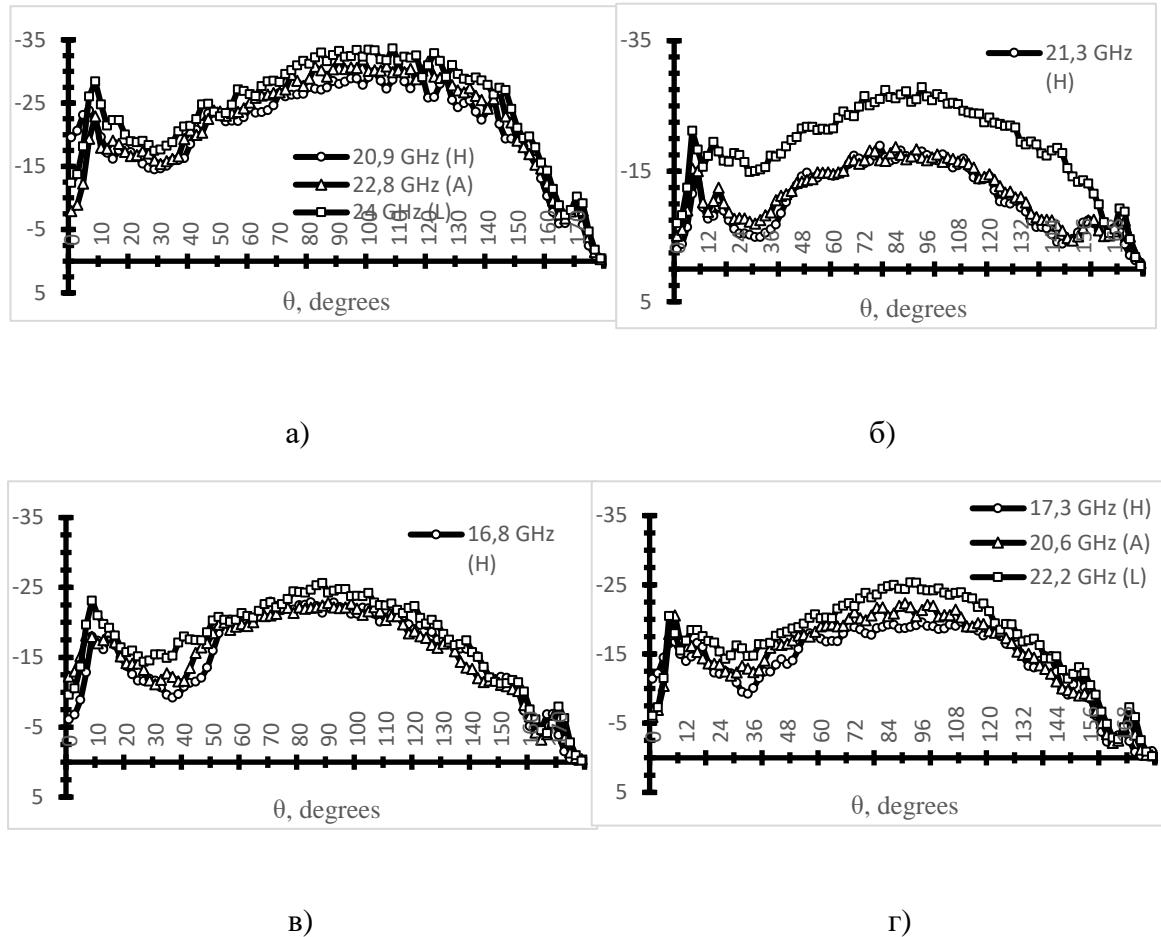


Рис. 5. Прямоугольная диаграмма рассеивания для а) Ψ , б) Σ , в) Ξ , г) Λ на частотах, соответствующих первой критической, средней и второй критической.

Матрица Ψ (рис. 5, а) ведет себя аналогично однородной проводящей пластине, так как при такой симметрии происходит максимальное взаимодействие электрической компоненты поля со структурой, что равносильно плазменной частоте, соответствующей объемному однородному проводнику. При этом, учитывается только приповерхностный слой проводника (слой порядка 10^{-7} м), так как на сверхвысоких частотах сильно выражен поверхностный эффект. Однако, в отличии от объемного проводника, наблюдается зависимость распределения поля от частоты падающего излучения.

Поворот элементов на 45° относительно сонаправленных отрезков приводит (симметрия Ξ рис. 5, в) к уменьшению эффективной объемной концентрации, что в свою очередь уменьшает плазменную частоту метаструктуры, тем самым уменьшая отражающую способность системы в целом.

Поворот элементов до ортогонального положения относительно сонаправленных (рис. 5, б), уменьшает до минимума объемную концентрацию носителей заряда для исследуемых структур. Таким образом, данная симметрия обладает минимальной отражающей способностью.

Поворот элементов до угла 135° относительно сонаправленных (рис. 5, г), приводит к увеличению объемной концентрации носителей заряда, а отражающая способность

возрастает. Дальнейшие повороты по углам, кратным $\pi/4$, будут повторять значения и полученные диаграммы будут аналогичными.

Для сравнения численного сравнения относительной амплитуды отраженной волны нормальной составляющей на критических частотах и количественной оценки безотражательных свойств представленных структур, был проведен анализ отношения отраженной амплитуды к падающей.

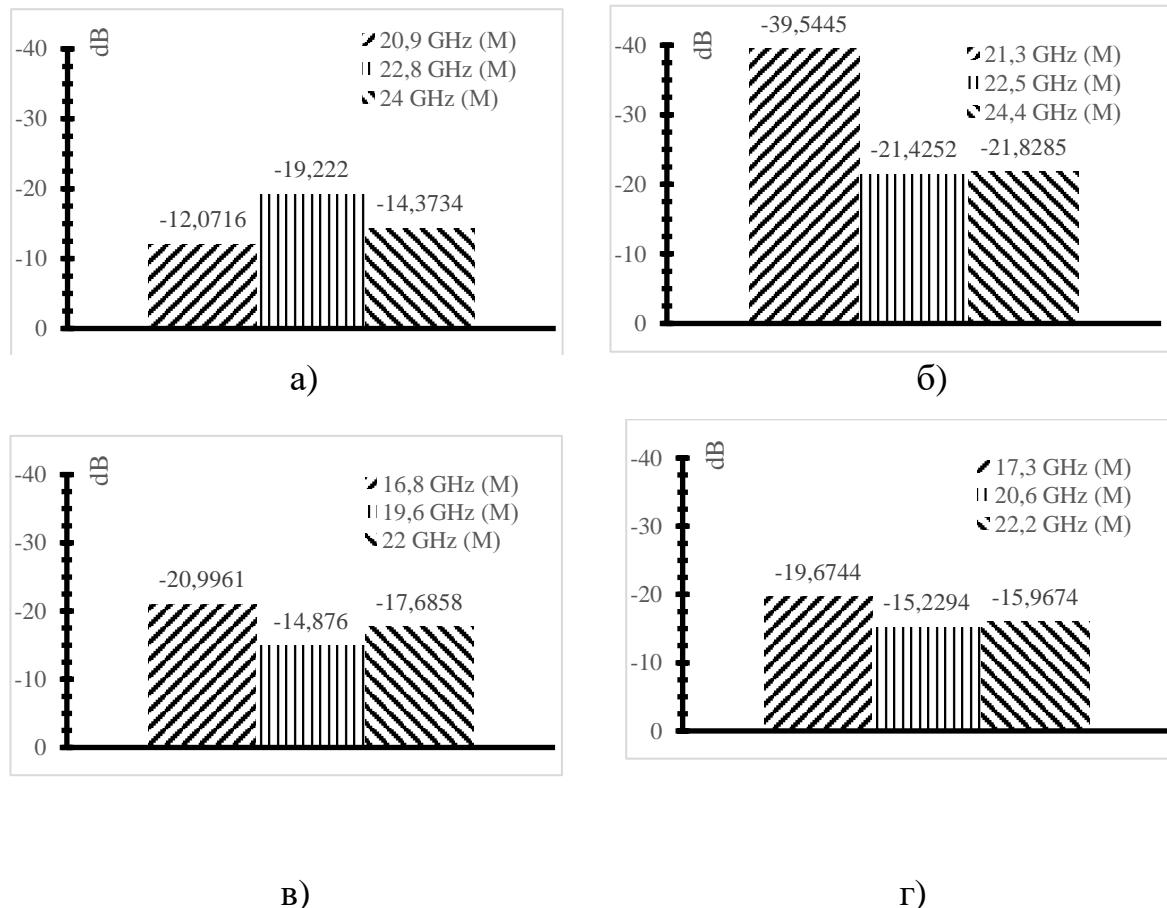


Рис. 6. Диаграммы зависимости S параметра от частоты матриц:
а) Ψ , б) Σ , в) Ξ , г) Λ .

Так, наименьшее ослабление отраженной амплитуды показывает матрица сонаправленных элементов, а величина отраженной амплитуды $\approx 0,12E_{\text{п}}$. Наибольшее ослабление происходит с матрицей Σ , а величина отраженной амплитуды $\approx 0,01E_{\text{п}}$. Шахматная симметрия из вертикально и диагонально вправо направленных Ξ и шахматная симметрия из вертикально и диагонально влево направленных Λ на частотах первой критической незначительно разнятся на уровне 0,28 дБ., на средних частотах -0,1 дБ, на второй критической частоте 0,44 дБ, а в сравнении с симметриями параллельно расположеными резонаторами вектору напряженности Ψ и взаимно перпендикулярное Σ на частотах первой критической разнятся на уровне -5,15 дБ, на средних частотах -0,47 дБ, на второй критической частоте -1,81 дБ.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ.

В статье исследовались способы, оптимальной методики моделирование метаструктур, а также их безотражательные свойства. Приведены и сравниваются результаты моделирования структур с различной симметрией.

Для матрицы Ψ выявлены критических частот и полученные результаты показывают, что сонаправленные элементы обладают наименьшей ослабляющей способностью.

Для матриц Ξ , Λ выявлены критические точки (точки экстремума), на которых максимумы и минимумы отражения и рассеивания основной гармоники отраженной и падающей энергии имеют наименьшее расхождение друг с другом, лишь вторая структура повернутая на 135° относительно сонаправленных имеет небольшое преимущество за счет увеличенной объемной концентрации носителей заряда. Лучший результат показала матрица Σ , в связи с тем, что количество элементов, параллельных компоненте поля, наименьшее, в сравнении с другими представленными матрицами.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мазинов А.С., Тютюник А.С., Гурченко В.С., Фитаев И.С., Васильченко В.М. Поглощающие и проводящие свойства тонких фуллереновых и алюминиевых пленок. // 2020 Международная конференция по актуальным проблемам электронного приборостроения, APEDE 2020. – IEEE, 2020. – С. 47-50.
2. Семенихин А. И., Семенихина Д. В., Юханов Ю. В., Благовисный П. В. Блочный принцип построения и оценки снижения ЭПР Непоглощающих широкополосных 2-битных анизотропных цифровых метапокрытий // Журнал Радиоэлектроники, ISSN 1684-1719, №12, 2020-р.1-14
3. Семенихин А.И., Семенихина Д.В., Юханов Ю.В., Благовисный П.В., Ильин И.В. Экспериментальные и численные исследования диаграмм обратного рассеивания блоков маскирующих цифровых двухбитных метапокрытий // Известия ВУЗов России. Радиоэлектроника. 2021. Т.24, № 4. С. 57-67
4. А.В. Скрипаль, Д.В. Пономарев, А.А. Комаров, В.Е. Шаронов // Управление титановыми резонансами в одномерных СВЧ фотонных кристаллах для измерения параметров сильнолегированных полупроводниковых слоев // Известия Саратовского университета. Серия Физика, 2022, т. 22, вып. 2, с. 123–130.
5. Д. А. Усанов, А. В. Скрипаль, Д. В. Пономарев, Е. В. Латышева, В. Б. Феклистов. Волноводно-диэлектрический резонанс в системе с нанометровым металлическим слоем на диэлектрической подложке // Известия Саратовского ун-та. Нов. сер. Сер. Физика. 2016. Т. 16, вып. 2.
6. Ландау Л.Д. Теория поля / Л.Д. Ландау, Е.М. Лифшиц. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1988. – 512 с. – (Теоретическая физика; Т.2).
7. Гольдштейн, Л.Д. Электромагнитные поля и волны / Л.Д. Гольдштейн, Н.В. Зернов. – М.: Советское радио, 1972.
8. Исследование поглощения СВЧ излучения в сверхтонких проводящих пленках / Старostenko B.B., Орленсон B.B., Мазинов A.C., Фитаев I.II.// Техническая физика – 2020. – Т.65, № 8. – Р. 1296–1300. <https://doi.org/10.1134/S1063784220080186>.

REFERENCES

1. Mazinov A.S., Tyutyunik A.S., Gurchenko V.S., Fitaev I.S., Vasilchenko V.M. Absorbing and conductive properties of thin fullerene and aluminum films. // 2020 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering, APEDE 2020. – IEEE, 2020. – P. 47-50.

2. Semenikhin A.I., Semenikhina D.V., Yukhanov Y.V., Blagovisnyy P.V. Block principle of constructing and estimating the rcs reduction of nonabsorbing broadband 2-bit anisotropic digital meta-coatings. // Journal of Radio Electronics, ISSN 1684-1719, №12, 2020-p.1-14
3. Semenikhin A.I., Semenikhina D.V., Yukhanov Y.V., Blagovisnyy P.V., Ilyin I.V. Experimental and Numerical Investigations of Backscatter Patterns of the Blocks of Masking Digital Two-Bit Meta-covers // News of Russian universities. Radio electronics. 2021. vol.24, No. 4. pp. 57-67
4. A.V. Skripal, D.V. Ponomarev, A.A. Komarov, V.E. Sharonov // Tamm resonances control in one-dimensional microwave photonic crystal for measuring parameters of heavily doped semiconductor layers // Izvestiya of Saratov University. Physics, 2022, vol. 22, iss. 2, pp. 123–130.
5. D.A. Usanov, A.V. Skripal, D.V. Ponomarev, E.V. Latysheva, V.B. Feklistov. Waveguide-dielectric resonance in systems with nanometer metal layer on dielectric substrate // Izvestiya Saratovskiy un-ta. Nov. ser. Ser. Physics. 2016. Vol. 16, issue 2.
6. L. Landau.D. Field theory / L.D. Landau, E.M. Lifshitsa. – M.: Nauka. Phys.-mat. -mat. lit., 1988. - 512 p. - (Theoretical Physics; vol. 2).
7. Goldstein, L.D. Electromagnetic fields and waves / L.D. Goldstein, N.V. Zernov. – M.: Soviet Radio, 1972.
8. A study of microwave radiation absorption in ultrathin conducting films / Starostenko, V.V., Orlenson, V.B., Mazinov, A.S., Fitaev, I.S.// Technical Physics – 2020. – V.65, № 8. – P. 1296–1300. <https://doi.org/10.1134/S1063784220080186>.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ АНТЕНН БПЛА И ОБЕСПЕЧЕНИЕ ИХ ЭМС

А. А. Комаров¹, А.Х. Дайуб¹

¹ФГБОУ ВО Национальный исследовательский университет «МЭИ» (НИУ «МЭИ»),
Москва, Россия

Аннотация. Антенны, смонтированные на беспилотных летательных аппаратах (БПЛА) должны обеспечивать передачу и приём информации в одних и тех же диапазонах рабочих частот, и иногда от них может требоваться одновременная работа. Излучение нескольких антенн может вызвать интерференционные помехи, которые вызывают снижение чувствительности приемников, блокировку каналов связи, выход из строя бортовых датчиков и даже выгорание недостаточно защищенного оборудования. Поэтому одной из ключевых проблем, с которыми сталкиваются разработчики аппаратуры БПЛА, является необходимость такого расположения антенн на поверхности, чтобы избежать электромагнитных помех. Трудно найти одно единственное решение, потому что расположение антенн сильно зависит от формы и размеров БПЛА. В работе проведено исследование взаимного влияния антенн БПЛА и повышение их электромагнитной совместимости (ЭМС). Предложена методика оценки коэффициентов антенной связи для систем антенн БПЛА, необходимая для оценки ЭМС. Она основана на электродинамическом моделировании антенн при достаточно точном воспроизведении их конструкции и геометрических размеров и ряде упрощающих допущений при описании электродинамической модели антенных систем и БПЛА. Выполнена серия вычислительных экспериментов в среде электромагнитного моделирования CST с использованием двух моделей антенн БПЛА.

Ключевые слова: коэффициент связи антенн, электромагнитная совместимость, электродинамическое моделирование, беспилотный летательный аппарат.

RESEARCH OF THE MUTUAL INFLUENCE OF UAV ANTENNAS AND THEIR EMC COUPLING

A. A. Komarov¹, A. H. Dayoub¹

¹National Research University Moscow Power Engineering Institute (MPEI), Moscow, Russia

Abstract. Antennas mounted on unmanned aerial vehicles (UAV) must transmit and receive information in the same operating frequency ranges, and sometimes they may be required to work simultaneously. Radiation from multiple antennas can cause interference, which causes a decrease in the sensitivity of receivers, blocking of communication channels, failure of on-board sensors, and even burnout of insufficiently protected equipment. Therefore, one of the key problems that developers of UAV equipment face is the need to arrange antennas on the surface in such a way as to avoid electromagnetic interference. It is difficult to find one single solution, because the location of the antennas is highly dependent on the shape and size of the UAV. In the work, a study was made of the mutual influence of UAV antennas and an increase in their electromagnetic compatibility (EMC). A technique is proposed for estimating the antenna coupling coefficients for UAV antenna systems, which is necessary for estimating EMC. It is based on the electromagnetic modeling of antennas with a fairly accurate reproduction of their design and geometric dimensions and a number of simplifying assumptions when describing the electromagnetic model of antenna systems and UAV. A series of computational experiments has been carried out in the CST electromagnetic simulation environment using two models of UAV antennas.

Keywords: antenna coupling, electromagnetic compatibility, electrodynamic modeling, unmanned aerial vehicle.

1. ВВЕДЕНИЕ

В современных радиосистемах основной причиной помех является прием антенной нежелательных мешающих сигналов. Пространственная и частотная избирательность, присущая антенным системам, позволяют существенно улучшить электромагнитную обстановку [1]. Насколько велика роль антенн в обеспечении ЭМС, можно судить по тому факту, что из 30 основных параметров радиоэлектронного оборудования, влияющих на ЭМС, 12 параметров определяются антенной системой.

На самом простом пассажирском самолёте присутствуют десятки антенн, которые конечно же работают на близких или одинаковых диапазонах частот из-за ограниченности пространства на летательном аппарате. Если не осуществить электромагнитную развязку антенн находящихся на борту самолёта, то какая-нибудь из систем, отвечающих за связь, посадку, обзор видимости, контролирование метеообстановки, может выйти из строя и привести к крушению самолёта.

Антенны должны обеспечивать передачу и приём информации в одних и тех же диапазонах рабочих частот. Это может привести к электромагнитным помехам, которые вызывают снижение производительности оборудования, блокировку каналов связи, выход из строя бортовых датчиков и даже выгорание недостаточно защищенного оборудования, что требует значительных усилий для обеспечения ЭМС.

Одной из ключевых проблем, с которыми сталкиваются разработчики БПЛА, является необходимость эффективного распределения антенн на поверхности, чтобы избежать электромагнитных помех. Поскольку размер БПЛА ограничен антенны должны располагаться близко друг к другу, что создаёт трудности в достижении требуемой развязки антенн радиосредств [2].

Основными характеристиками при выборе расположения антенн на БПЛА являются межантеннальная связь, диаграмма направленности антенн и излучение ближнего поля. Причём величина связи между антеннами является наиболее важным параметром для измерения взаимной ЭМС антенн [3].

2. ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ АНТЕНН, РАСПОЛОЖЕННЫХ НА БПЛА

Для изучения уровня взаимной связи между антennами в зависимости от их расположения на поверхности БПЛА рассмотрим антennы двух разных систем (навигация и телеметрия), и проведём для них компьютерное моделирование с помощью программы CST.

Для телеметрической системы возьмём простую штыревую антенну линейной поляризации [4] с центральной частотой 2400 МГц, а для навигационной системы (GPS), выберем прямоугольную микрополосковую антенну круговой поляризации на частоте 1575 МГц [5].

На рисунке 1 показана модель БПЛА и расположение двух бортовых антенн (телеметрическая и навигационная), выбранных для изучения взаимного влияния между ними.

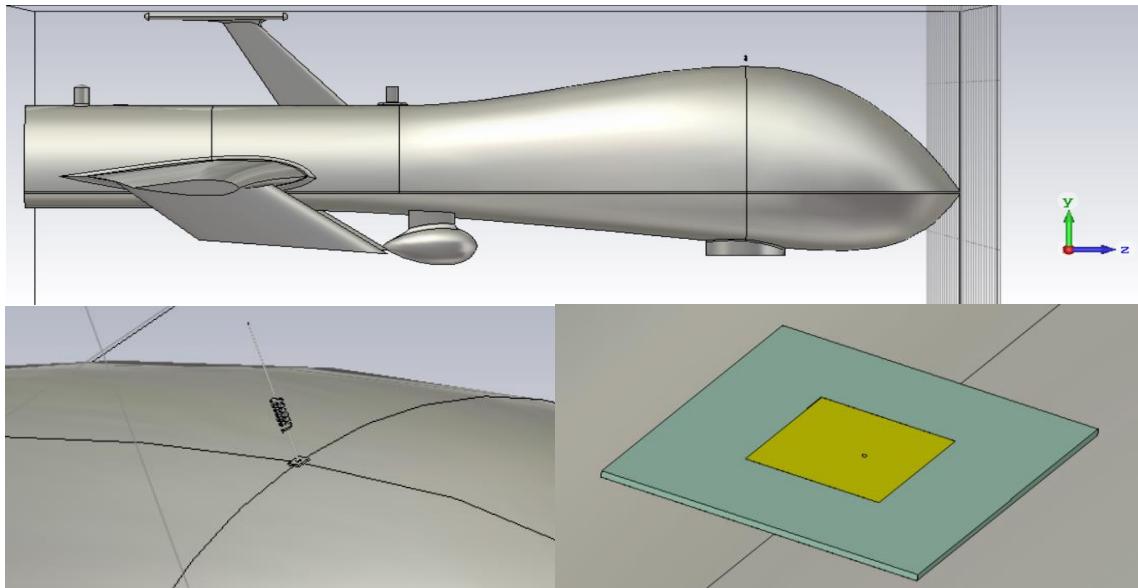


Рис. 1. Модель БПЛА и расположение двух антенн на нём.

Для ускорения расчётов можно принять во внимание, что в первом приближении влиянием крыльев и хвоста можно пренебречь. Исходя из этого предположения, можно упростить модель объекта, ограничившись только фрагментом фюзеляжа. При таких предположениях расчёты коэффициентов связи становятся реально возможными на современных персональных компьютерах, то есть без использования уникальных компьютерных технологий (суперкомпьютеров).

На рисунке 2 показана штыревая и микрополосковая антенны, установленные на поверхности БПЛА. Расстояние между двумя антennами определялось в соответствии со следующим соотношением [5]: $R > 3 \lambda$. (дальняя зона), $R = 75$ см. Поверхность БПЛА при моделировании будем считать идеально проводящей.

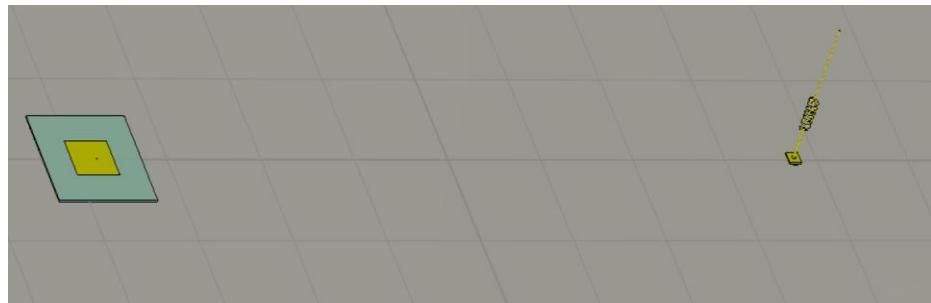


Рис. 2. Расположение штыревой и микрополосковой антенн на поверхности БПЛА.

На рисунке 3 приведена зависимость коэффициента отражения (S_{11}) штыревой антенны на поверхности БПЛА в случае её излучения.

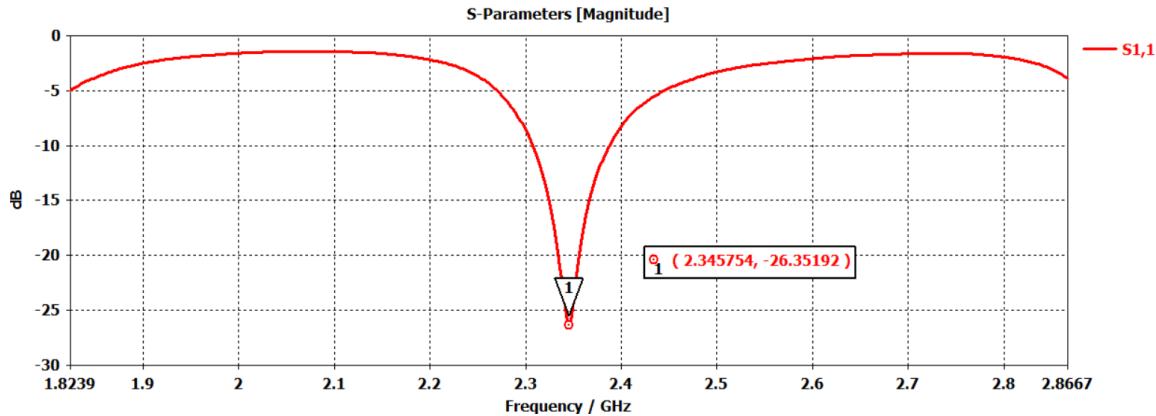


Рис. 3. Коэффициент отражения штыревой антенны при её излучении.

На рисунке 4 представлена зависимость коэффициента отражения (S_{22}) микрополосковой антенны при излучении штыревой антенны.

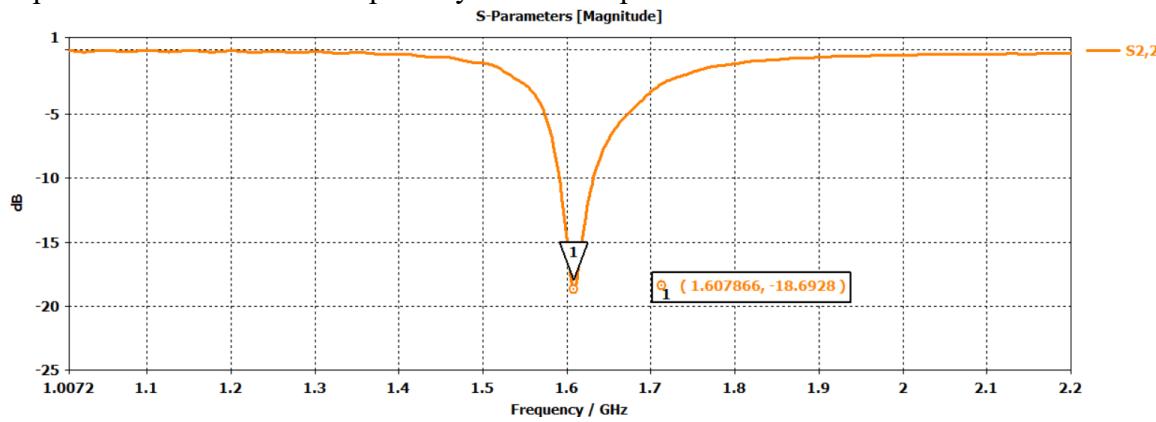


Рис. 4. Коэффициент отражения микрополосковой антенны при излучении штыревой антенны.

На рисунке 5 приведено влияние штыревой антенны на микрополосковую антенну.

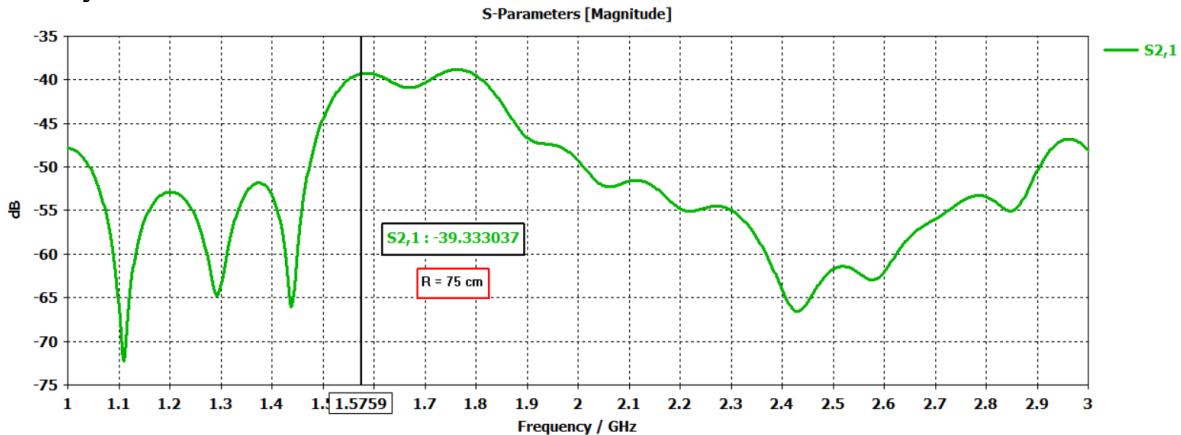


Рис. 5. Коэффициент прямой передачи от штыревой антенны к микрополосковой при $R = 75 \text{ см}$

Из рисунков 3–5 видно, что на расстоянии 75 см между антеннами их характеристики ухудшились и произошёл сдвиг центральных частот. Для улучшения развязки увеличим расстояние между двумя антеннами до $R = 150 \text{ см}$.

На рисунке 7 приведена зависимость коэффициента прямой передачи от штыревой антенны к микрополосковой при $R = 150$ см.

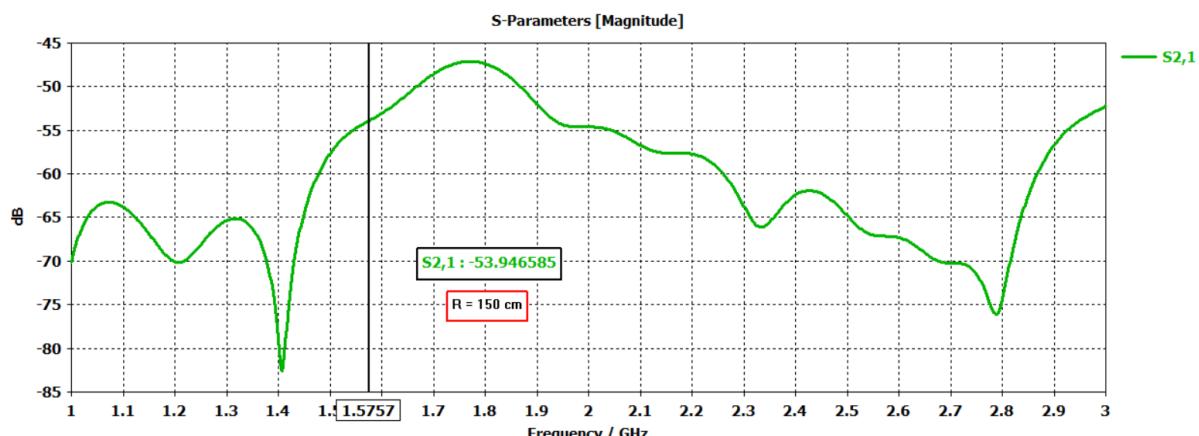


Рис. 7. Коэффициент прямой передачи от штыревой антенны к микрополосковой при $R = 150$ см

В таблице 1 приведены значения коэффициентов связи между антеннами при двух разных расстояниях.

Таблица 1. Сравнение расчетных значений (S21):

Передатчик	Приемник	Расстояние между антennами	Коэффициент связи, дБ (моделирование)
Штыревая антenna	Микрополосковая антenna	75 см 150 см	-39,33 -53,95

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты моделирования показывают возможность получения оценок значений коэффициентов связи между антеннами относительно простыми средствами и в приемлемое время.

1. В работе проведено моделирование двух антенн на проводящей поверхности, что позволяет осуществить прогнозирование взаимного влияния антенн без учета конфигурации реального БПЛА.

2. Определено размещение антенн на поверхности БПЛА, позволяющее уменьшить взаимное влияние антенн.

3. Для увеличения взаимной связности между антеннами, не увеличивая расстояние между ними, перспективно применение в навигационных системах антенн-фильтров [6] вместо обычных микрополосковых антенн.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ерохин Г.А., Чернышев О.В., Козырев Н.Д., Кочержевский В.Г. Антенно – фидерные устройства и распространение радиоволн. – М. Радио и связь. 1996. 486 с.
2. ГОСТ Р 50860-2009 Самолеты и вертолеты. Устройства антеннофидерные радиосвязи, навигации, посадки и управления воздушным движением.

3. Tan Yuanyang. Analysis of scattering characteristics (cylindrical part) of aircraft antenna by UTD method [D]. Xi'an University of Electronic Science and Technology. 2004.
4. Law, P. E., Shipboard Antennas. Boston Massachusetts: Artech House, 1983.
5. Constantine A. Balanis – ANTENNA THEORY (ANALYSIS AND DESIGN),Copyright , 2005 by John Wiley & Sons, Inc. All rights reserved.Published simultaneously in Canada.
6. С.Е. Банков, А.Г. Давыдов, А.А. Курушин. – АНТЕННА – ФИЛЬТР. – ЖУРНАЛ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ, N 4, 20 апреля 2010. – <http://jre.cplire.ru/koi/apr10/1/text.html>.

REFERENCES

1. Erokhin G.A., Chernyshev O.V., Kozyrev N.D., Kocherzhevsky V.G. Antenna - feeder devices and propagation of radio waves. - M. Radio and communication. 1996. 486 p.
2. GOST R 50860-2009 Aircraft and helicopters. Devices for antenna-feeder radio communications, navigation, landing and air traffic control.
3. Tan Yuanyang. Analysis of scattering characteristics (cylindrical part) of aircraft antenna by UTD method [D]. Xi'an University of Electronic Science and Technology. 2004.
4. Law, P. E., Shipboard Antennas. Boston Massachusetts: Artech House, 1983.
5. Constantine A. Balanis – ANTENNA THEORY (ANALYSIS AND DESIGN),Copyright , 2005 by John Wiley & Sons, Inc. All rights reserved.Published simultaneously in Canada.
6. S.E. Bankov, A.G. Davydov, A.A. Kurushin. – ANTENNA – FILTER. - JOURNAL OF RADIO ELECTRONICS, N 4, April 20, 2010. – <http://jre.cplire.ru/koi/apr10/1/text.html>.

ИССЛЕДОВАНИЕ ГРАНИЧНОЙ ВОЛНЫ, ИЗЛУЧАЕМОЙ ПЛОСКОЙ КРУГЛОЙ АПЕРТУРОЙ

В. Е. Копытин¹, Н.А. Лысенко¹, А.М. Бобрешов¹, Г. К. Усков¹, С. П. Скулкин²

¹ ФГБОУ ВО «ВГУ», Воронеж, Россия

² НИУ ВШЭ, Нижний Новгород, Россия

Аннотация. В статье рассматриваются особенности распределения ближнего поля равномерно освещённой круглой плоской апертуры с учётом распространения граничной волны. Для расчёта напряжённости поля используется аналитический метод, основанный на физической оптике во временной области. В конце статьи дано сравнение аналитического метода расчёта с известным численным методом FIT. Показано преимущество аналитического метода с точки зрения вычислительных ресурсов.

Ключевые слова: СШП антенны, распространение радиоволн, анализ ближнего поля, физическая оптика, апертурные антенны, импульсная характеристика, аналитический метод, численный расчёт полей, поляризация.

INVESTIGATION OF THE BOUNDARY WAVE RADIATED BY A FLAT CIRCULAR APERTURE

V. E. Kopytin¹, N. A. Lysenko¹, G. K. Uskov¹, S. P. Skulkin²

¹Voronezh State University, Voronezh, Russia

² National Research University Higher School of Economics, Nizhny Novgorod, Russia

Abstract. The article discusses the features of the distribution of the near field of a uniformly illuminated round flat aperture, taking into account the propagation of the boundary wave. An analytical method based on physical optics in the time domain is used to calculate the field strength. At the end of the article, a comparison of the analytical method of calculation with the well-known numerical method FIT is given. The advantage of the analytical method from the point of view of computational resources is shown.

Keywords: UWB antennas, radio wave propagation, near field analysis, physical optics, aperture antennas, impulse response, analytical method, numerical calculation of fields, polarization.

1. ВВЕДЕНИЕ

Современные требования обеспечения связи ведут к разработке методов анализа антенн, излучающих сверхширокополосные сигналы. Поля таких антенн могут быть рассчитаны аналитическим методом во временной области, что позволяет рассчитывать импульсное поле или так называемые импульсные характеристики (ИХ) на выходе малых и больших зондирующих антенн [1].

Цель данной статьи — применить аналитический метод расчёта ближнего поля рефлекторной антенны в приближении круглой плоской апертуры и показать различия в точности определения граничных волн между аналитическим и численным методами. В результате работы будет показана асимметрия линейно поляризованного поля круглой плоской апертуры относительно оси Z.

2. ОШИБКИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ГРАНИЧНЫХ ВОЛН ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ АНАЛИТИЧЕСКОГО МЕТОДА

В статье [2,3] приведено выражение для первообразной импульсной характеристики с учетом поляризационного множителя (1):

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

Вывод нового поляризационного множителя позволил повысить точность определения основной волны в среднем в 1,5 раза, однако, как отмечают авторы, точность определения граничных волн снижается, что видно при сравнении сигналов на зондах, полученных путём численного моделирования и свёртки входного сигнала с теоретической импульсной характеристикой рисунок 1.

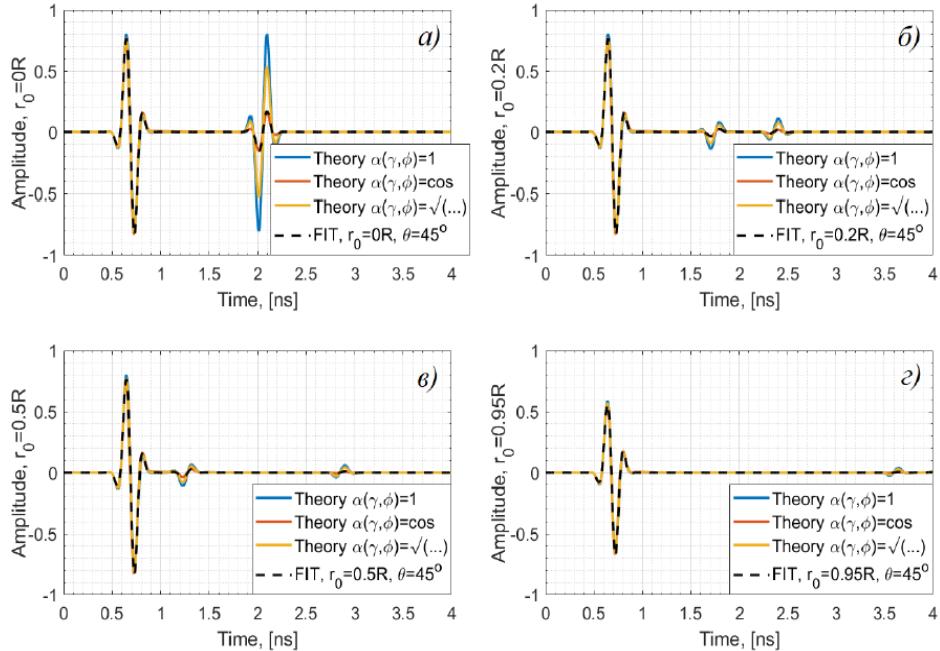


Рис. 1. Сигналы на зондах, полученные численно (штриховая линия) и свертки с теоретической ИХ для различных r_0 для $z = 0.2R$; $\theta = \pi/4$.

3. ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МЕТОДОМ FIT

Для определения характера распространения электромагнитных волн от границы круглой плоской апертуры была построена электродинамическая модель, представляющая собой круглую бесконечно тонкую пластину из идеально проводящего материала, на которую падает линейно поляризованный вдоль оси Y волна рисунок 2. Параметры модели выбраны следующие: диаметр пластины $D = 1$ метр, расстояние между границами расчётной области по x и y – 1,5 метра, между положительным и отрицательным направлениями L – 1,2 метра. В качестве сигнала, возбуждающего плоскую волну, был выбран сверхширокополосный импульс от ~ 1 МГц до 10 ГГц. Длина волны λ_0 была много меньше характерного размера апертуры [4]. Время, с которого анализировались поля на всех зонах, составляло $\tau = L/2c = 1,7 \times 10^{-9}$. Поскольку электромагнитная волна преодолевает расстояние от границы расчетной области до бесконечно тонкой пластины и обратно за время $T = L/c = 3,4 \times 10^{-9}$ секунд, общее время моделирования было ограничено 6 наносекундами.

На границах счётного объёма были установлены идеально поглощающие слои (Perfect Matched Layers – PML) [5]. Следует отметить, что правильное определение PML чрезвычайно важно для решения этой задачи и определяет переотражения внутри

расчётного объёма от границ. При моделировании применялся PML с коэффициентом отражения 0,00001.

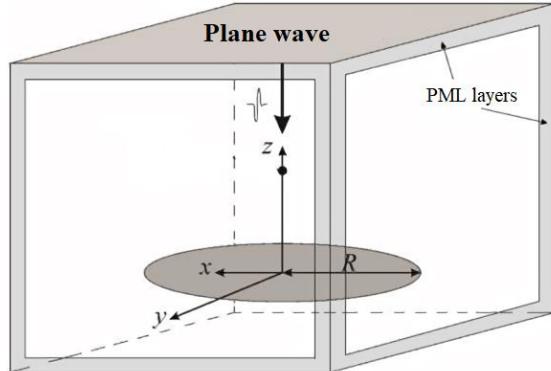


Рис. 2. Электродинамическая модель плоской круглой апертуры.

В результате электродинамического моделирования методом FIT можно наблюдать распространение электромагнитного поля во времени рисунок 3. На представленных графиках видно, что в горизонтальной плоскости граничная волна практически отсутствует, а в вертикальной из-за неоднородности среды появляется отраженная от границы апертуры волна, сравнимая по порядку напряженности поля к основному.

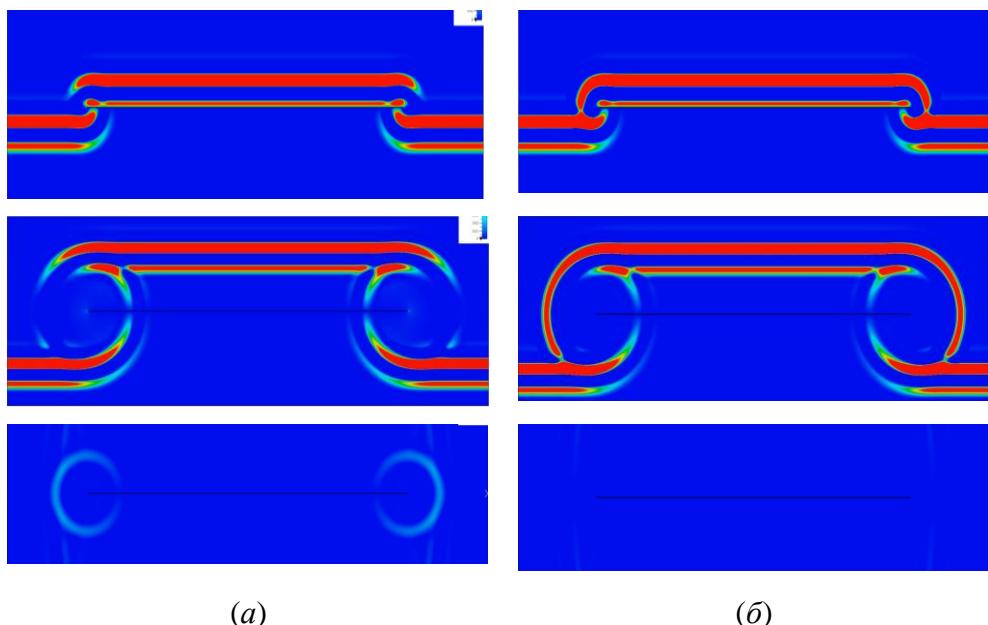


Рис. 3. Распространение электромагнитного поля во времени для сечения вдоль Y (a) и вдоль X (б).

Можно сказать, что граничная волна в пространстве имеет форму круглого тора, главный радиус которого не меняется, а радиус образующей окружности увеличивается со скоростью распространения электромагнитной волны в вакууме.

4. ВЫДЕЛЕНИЕ ГРАНИЧНОЙ ВОЛНЫ

Для более детального изучения граничной волны электродинамическая модель была дополнена пробниками поля, расположенными по окружности в плоскости Z с центром на границе плоского диска рисунок 4. При моделировании для заданного СШП сигнала, размеров пластины и заданного свободного пространства до границы

использовалось около 1,8 млрд расчетных ячеек для метода FIT. Здесь следует обратить внимание на параметры счетной сетки. С уменьшением числа ячеек время дискретизации во времени исследуемого сигнала резко увеличивается, и результатом расчёта будет приближенное решение.

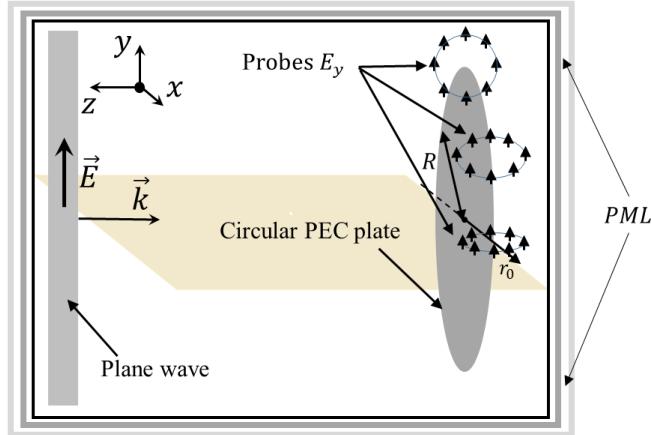


Рис. 4. Модель плоской круглой апертуры с пробниками поля, расположенными под углами $0^\circ, 45^\circ, 90^\circ$.

Зонды поля были размещены на разных радиусах от края диска, чтобы иметь возможность наблюдать динамику распространения граничной волны. Для сигналов, полученных на зондах при численном моделировании, необходимо разделить падающий и отраженный сигналы с помощью наложения временного окна. Для отделения сигнала основной волны на зонде от граничной волны при электродинамическом моделировании следует учитывать время распространения сигнала от границы до зонда, а также длительность возбуждающего сигнала, например, для зондов, расположенных на окружности с шагом 90° , график разницы во времени между сигналами, вызванными основной и граничной волнами, показан на рисунке 5.

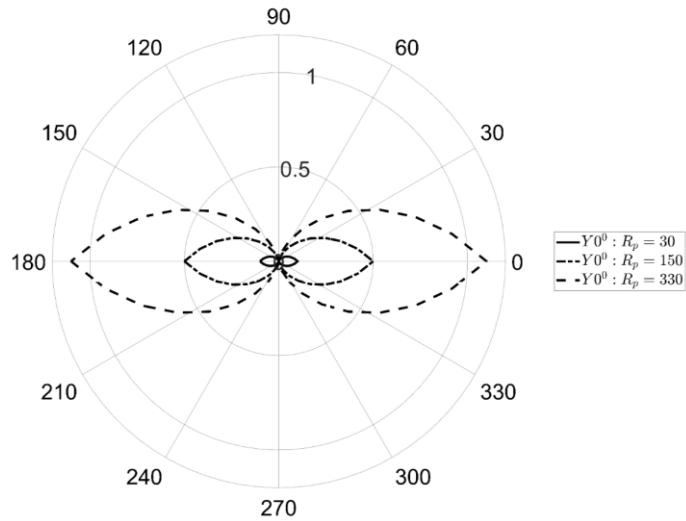


Рис. 5. График разницы времени основной и граничной волн в полярных координатах для зондов, расположенных на разных радиусах.

Можно заметить, что по мере приближения зондов к оси Z разница во времени между основной и граничной волной уменьшается, и, в конечном итоге, невозможно разделить две волны при угле 90° , и наоборот, наибольшая разница во времени

достигается на зондах расположенных в плоскости диска. На рисунке 6 показаны сигналы, полученные на зонде, лежащем в плоскости диска $\text{Probe} = 180^\circ$, в зависимости от радиуса и от угла, на который он повернут. Детальное рассмотрение графиков показывает, что при уменьшении радиуса пробников граничная волна (для радиуса зонда $R_p = 330$ на 3 нс) сливается с основной волной, а при изменении угла относительно оси диска граничная волна достигает своего максимального значения при угле 0° и обращается в нуль при угле 90° .

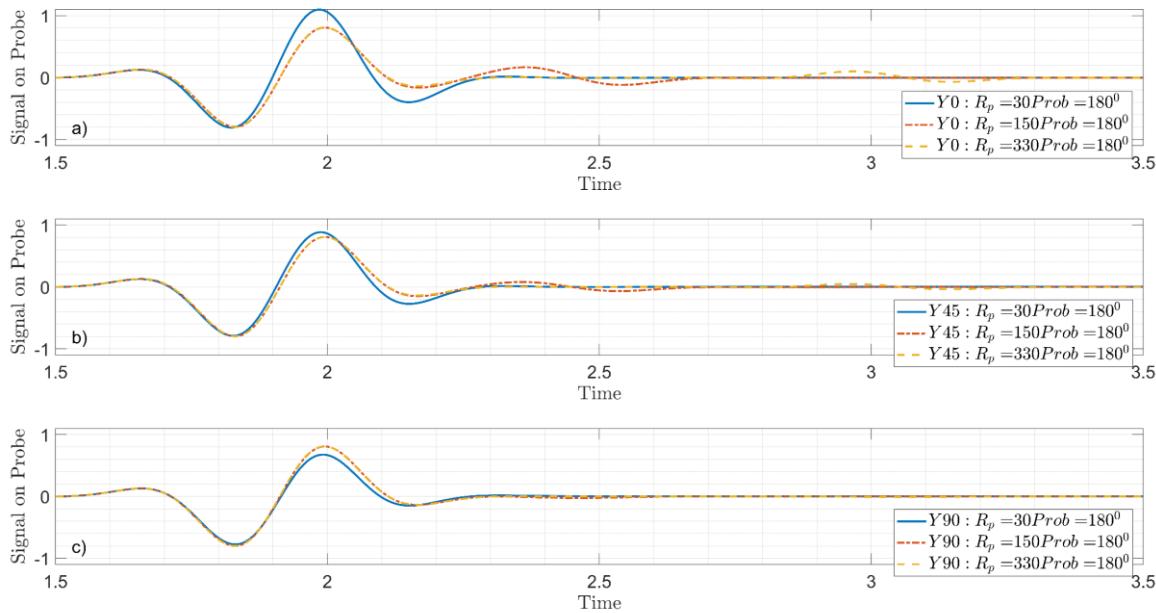


Рис. 6. Сигналы на пробнике поля, расположенным под разными углами относительно оси диска a) 0° b) 45° c) 90° .

5. СРАВНЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

На рисунке 7 показан график максимальных значений граничной волны на зондах при расчете методом FIT с радиусом пробников $R_p = 330$ для различных углов относительно оси диска (диск расположен с правой стороны от графика). Можно заметить, что, как показано ранее в описании рисунка 3, граничная волна имеет максимум в плоскости, перпендикулярной плоскости диска из-за неоднородности среды. Происходит постепенное уменьшение значений граничной волны, которая стремится к нулю при приближении к проводящей поверхности диска.

Чтобы сравнить результаты аналитического метода с численным, необходимо рассчитать сигналы в тех же точках, что и при численном методе, путем свертки ИХ с входным сигналом из численного моделирования, затем наложить временное окно, выделить граничную волну и построить максимумы для каждого зонда в зависимости от положения точки наблюдения. На рисунке 8 приведены значения максимумов граничных волн, рассчитанные аналитическим методом. Представленные результаты построены без какой-либо постобработки и нормализации.

При сравнении двух графиков рисунок 7 и рисунок 8 можно заметить, что значения максимумов на оси, перпендикулярной плоскости диска, практически не различаются.

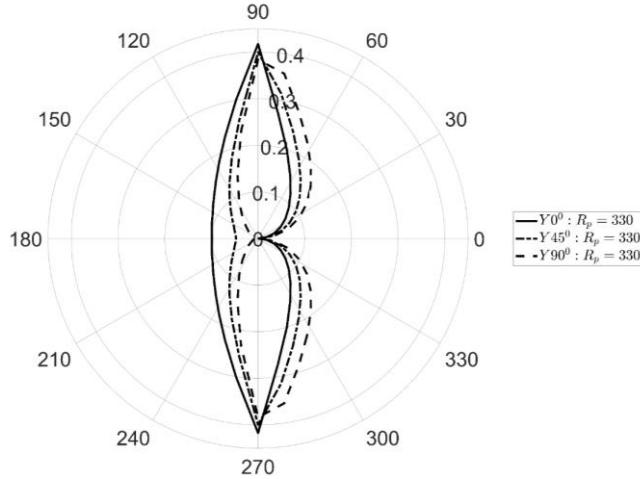


Рис. 7. Величина максимумов граничной волны для разных углов относительно оси диска.

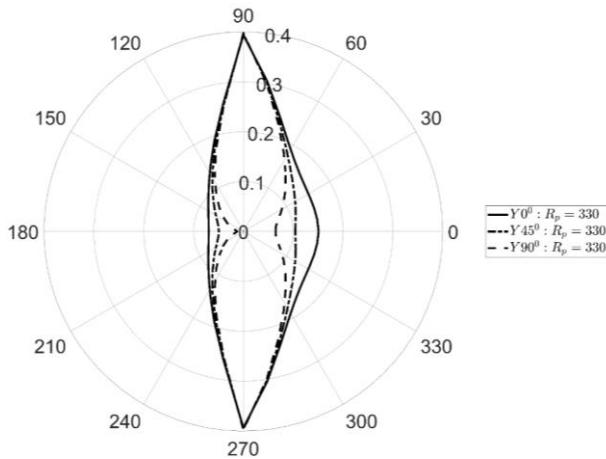


Рис. 8. Величина максимумов граничных волн на пробниках, рассчитанная аналитически для различных углов относительно оси диска.

Однако значения на зондах в плоскости диска внутри прожекторного луча превышают значения при численном моделировании. Это можно заметить на рисунке 1. Как отмечают авторы [2], граничная волна внутри прожекторного луча лучше всего описывается выражением $\alpha(\gamma, \varphi) = \cos(\gamma)$, но с таким поляризационным множителем, разница между зондами, повёрнутыми под разными углами относительно оси диска, исчезает, при этом неверно описывается волна, распространяющаяся от границы диска вдоль его плоскости.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе проведено электродинамическое моделирование рефлекторной антенны в приближении круглой плоской апертуры методом FIT для определения граничных волн. Показано, что граничная волна имеет в пространстве форму круглого тора, главный радиус которого не меняется, а радиус порождающей окружности увеличивается со скоростью распространения электромагнитной волны в вакууме.

В математическом пакете MATLAB была написана программа для определения временного окна, выделения граничной волны численным методом, а также для поиска максимумов граничной волны в зависимости от углов относительно оси диска.

Несовпадение численного и аналитического методов в определении граничной волны проявляется при использовании поляризационного множителя, выведенного авторами [2]. Графики максимальных значений граничной волны в данный момент представляют собой интегральную сумму основной и граничной волн, поэтому целью дальнейших исследований является определение явного вида поляризационного множителя, правильно описывающего граничную волну, который в конечном итоге повысит точность аналитического метода.

Раздел «заключение» обязателен. Обратите внимание, что не следует дублировать в этом разделе текст аннотации, хотя в качестве выводов могут рассматриваться основные положения доклада. В заключении можно подробно остановиться на актуальности работы, значимости полученных результатов или дать рекомендации по их применению.

Стоит отметить преимущество аналитического метода перед численным, расчет одной электродинамической модели у сервера (Intel Xeon 3,1 ГГц, 1024 ГБ ОЗУ) составляет около 4 часов; расчет ИХ для любого входного сигнала составляет около 5 минут.

7. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 21-19-00323, <https://rscf.ru/project/21-19-00323/>.

ЛИТЕРАТУРА

1. R. Ianconescu and E Heyman, “Pulsed field diffraction by a perfectly conducting wedge: A spectral theory of transients analysis,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 42, pp. 781-789, June 1994.
2. Baum C. E. Intermediate field of an impulse-radiating antenna / C. E. Baum // Ultra-wideband short-pulse electromagnetics 4 (IEEE Cat. No. 98EX112). – IEEE. – 1999. – P. 77-89.
3. S. P. Skulkin, N. A. Lysenko, G.K.Uskov, N. I. Kascheev, “Transient Far Fields of Aperture Antennas”, *IEEE Antennas and Propagation Wireless Letters*, Vol. 18, Is. 5, pp. 1036-1040, May, 2019.
4. Berenger J.-P. A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves / J.-P. Berenger // *Journal of Computational Physics*. – 1994. – V. 114, № 2. – P. 185-200.
5. Davidson D.B. *Computational Electromagnetics for RF and Microwave Engineering*. Cambridge: CambridgeUniv. Press, 2005.

REFERENCES

1. R. Ianconescu and E Heyman, “Pulsed field diffraction by a perfectly conducting wedge: A spectral theory of transients analysis,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 42, pp. 781-789, June 1994.
2. Baum C. E. Intermediate field of an impulse-radiating antenna / C. E. Baum // Ultra-wideband short-pulse electromagnetics 4 (IEEE Cat. No. 98EX112). – IEEE. – 1999. – P. 77-89.
3. S. P. Skulkin, N. A. Lysenko, G.K.Uskov, N. I. Kascheev, “Transient Far Fields of Aperture Antennas”, *IEEE Antennas and Propagation Wireless Letters*, Vol. 18, Is. 5, pp. 1036-1040, May, 2019.
4. Berenger J.-P. A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves / J.-P. Berenger // *Journal of Computational Physics*. – 1994. – V. 114, № 2. – P. 185-200.
5. Davidson D.B. *Computational Electromagnetics for RF and Microwave Engineering*. Cambridge: CambridgeUniv. Press, 2005.

ИССЛЕДОВАНИЕ СПОСОБНОСТИ МІМО СИСТЕМЫ СВЯЗИ ДЕТЕКТИРОВАТЬ ПРИНИМАЕМЫЙ СИГНАЛ В УСЛОВИЯХ ОШИБОЧНОЙ ИНФОРМАЦИИ О СОСТОЯНИИ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ПОДКАНАЛОВ

Д. В. Мокринский, В. Е.トイскин, А. В. Лещинский, Н. В. Карпенко

Филиал Военной академии РВСН, Серпухов, Российская Федерации

Аннотация. В статье приводятся зависимости вероятности битовой ошибки от количества символов в канальной матрице, неверно детектированных вследствие наличия ошибочной информации о состоянии канала связи. В качестве канала связи исследуется MIMO канал 2×2 с четырьмя подканалами с синхронно и периодически возникающими ошибками отдельно в каждом из подканалов. Приведенные в статье зависимости были получены при помощи средств имитационного моделирования Sinulink (пакета MATLAB), их анализ показал возможность детектирования информации на приемной стороне несмотря на большое количество ошибок, присутствующих в отдельных подканалах.

Ключевые слова: MIMO, характеристика приема, канал связи, вероятность битовой ошибки.

STUDY OF THE ABILITY OF A MIMO COMMUNICATION SYSTEM TO DETECT THE RECEIVED SIGNAL UNDER THE CONDITIONS OF ERROROUS INFORMATION ABOUT THE STATE OF SPATIAL SUB- CHANNELS

D. V. Mokrinskiy, V. E. Toiskin, A. V. Leschinskii, N. V. Karpenko

¹Branch of the Military Academy of the Strategic Missile Forces,
Serpukhov, Russian Federation

Abstract. The article presents the dependence of the bit error probability on the number of symbols in the channel matrix, incorrectly detected due to the presence of erroneous information about the state of the communication channel. As a communication channel, a 2×2 MIMO channel with four subchannels with synchronous and periodically occurring errors is investigated separately in each of the subchannels. The dependences given in the article were obtained using Sinulink simulation tools (MATLAB package), their analysis showed the possibility of detecting information on the receiving side despite the large number of errors present in individual subchannels.

Keywords: MIMO, reception characteristic, communication channel, bit error probability.

1. ВВЕДЕНИЕ

Как известно, при осуществлении детектирования принимаемого сигнала, переданного по каналу связи с замираниями, необходима информация о состоянии канала связи (в промежуток времени, соответствующий времени корреляции (постоянства) характеристик канала связи [1-3]). Требуемая информация о состоянии канала связи с замираниями может быть получена из передаточной функции канала связи [1]. Передаточная функция канала представляется в виде амплитудно-частотной характеристики и показывает, как затухает амплитуда синусоиды на выходе канала

связи по сравнению с амплитудой на ее входе для всех возможных частот передаваемого сигнала.

Таким образом, для качественного детектирования принимаемого сигнала (на длительности периода корреляции) должно выполняться следующее соотношение (1):

$$W(z) = U_0 H(z), \quad (1)$$

где $W(z)$ – модифицированная передаточная функция канала связи с учетом компенсации искажений, вызванных замираниями; $H(z)$ – передаточная функция канала связи без учета замираний; U_0 – коэффициент усиления, компенсирующий искажения АЧХ канала связи [4].

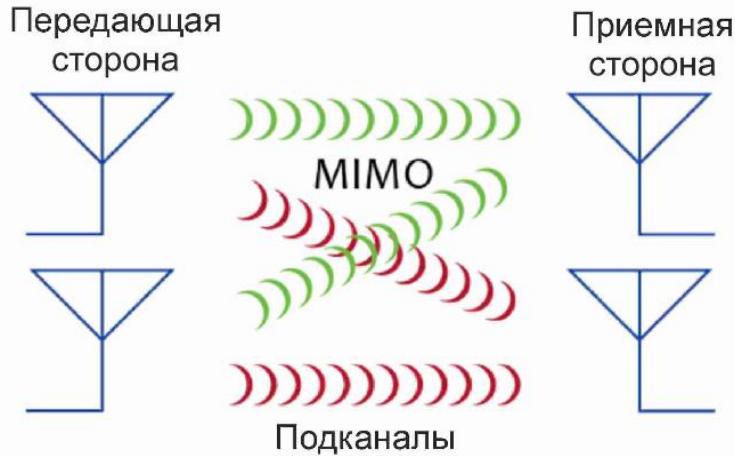


Рис. 1. Общий вид системы MIMO 2x2

Таким образом, задача компенсации искажений, вызванных замираниями в канале связи, сводится к формированию коэффициента усиления U_0 позволяющего выровнять АЧХ канала связи при детектировании сигнала избежав частотных искажений. Очевидно, что значение U_0 будет динамически меняться во времени в соответствии с изменением передаточной функции канала связи под воздействием замираний.

Для расчета U_0 могут использоваться различные методы и технические средства. В частности, может быть организован дополнительный канал связи между абонентами - для передачи информации о состоянии канала связи (ионосферы), по результатам ее зондирования. В соответствии с результатами зондирования, на приемной стороне будет рассчитываться U_0 , одновременно с этим будет осуществляться детектирование принимаемого сигнала с расчётным значением коэффициента усиления. Самым распространённым способом расчета U_0 , является расчет, основанный на работе системы адаптивной фильтрации [5,6]. В частности, на приемной стороне устанавливается адаптивный фильтр (эквалайзер) который на основе последовательности принятой априорной известной информации рассчитывает актуальное значение коэффициента усиления до времени прихода очередной последовательности. Несмотря на то, что детектирование принимаемого сигнала с использованием алгоритмов адаптивной фильтрации существенно уменьшает пропускную способность канала связи, данный способ является наиболее распространённым, особенно для систем цифровой декаметровой радиосвязи [7].

2. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ЗАДАЧИ

Если говорить о МИМО системах связи, то для них, задача расчёта U_0 также является актуальной. При этом спецификой реализации расчета является тот факт, что для качественного детектирования необходима информация о состоянии всех

подканалов системы МММО. Рассмотрим выше озвученный тезис на примере системы МММО 2x2. Из рисунка 1 видно, что для данной конфигурации системы МММО формируется четыре подканала, каждый из которых может быть подвержен воздействию мультиплексивных помех. В свою очередь, целью данной статьи является изучить влияние ошибочной информации о об элементах канальной матрицы в МММО канале связи на характеристику приема. В качестве ошибочной информации предполагается использовать системные периодически повторяющиеся интервальные ошибки, искажающие информацию о состоянии каждого подканала в отдельности. Примером появления указанных ошибок может являться неисправность системы адаптивной фильтрации или тактовой синхронизации принимаемых символов в цифровой системе связи, а также преднамеренные (вредоносные) воздействия, вносимые в обучающие последовательности адаптивного эквалайзера на передающей (или в эталонные значения - на приемной) стороне. Также указанные ошибки могут возникать при преднамеренном интервальном воздействии на передающийся сигнал путем внесения искажений в передаваемые обучающие последовательности.

Так, в соответствии с принципом работы МММО 2x2, на приемной стороне мы будем иметь следующую матрицу (2), столбцы которой соответствуют комплексным значениями принимаемых символов [8]:

В (2) показан случай, когда значение U_0 на каждом такте рассчитывается верно, что позволяет верно детектировать принимаемые символы.

Пусть в принимаемой информации присутствует ошибочная информация об элементах канальной матрицы, например каждый пятый символ (2) детектирован на основе ошибочных сведений об информации в канале связи, в таком случае, канальная матрица будет иметь следующий вид (3), (элементы матрицы с ошибочной или с частично ошибочной информацией зачеркнуты).

$$W_1 = \begin{matrix} \overline{z_1} & \overline{-z_2} & z_3 & \overline{-z_4} & \overline{z_5} & \overline{-z_6} & z_7 & \overline{-z_8} & z_9 & \overline{-z_{10}} & z_{11} & \overline{-z_{12}} & z_{13} \\ \overline{z_2} & \overline{z_1} & z_4 & \overline{z_3} & \overline{z_6} & \overline{z_5} & z_8 & \overline{z_7} & z_{10} & \overline{z_9} & z_{12} & \overline{z_{11}} & z_{14} \end{matrix}. \quad (2)$$

При этом под ошибочными сведениями мы будем понимать сведения о символе z_i полученные на основе информации, пришедшей с каждого подканала на приемную антенну. Таким образом на искажение каждого из символов канальной матрицы будут влиять четыре составляющие (соответствующие лучам распространения радиосигнала).

$$z_i = z_{i1} + z_{i2} + z_{i3} + z_{i4}, \quad (3)$$

где $z_{i(1-4)}$ – информация о состоянии соответствующего подканала системы МММО.

В связи с вышесказанным - актуальной является задача исследования влияния системных периодически повторяющиеся интервальных ошибок об информации о состоянии подканалов системы связи МММО - на характеристику приема.

В частности, в рамках данной статьи будет рассмотрено влияние таких ошибок в системе связи МММО 2x2, когда общее количество ошибочных символов будет составлять от 5 (каждый двадцатый символ) до 100% относительно общего числа передаваемых символов для каждого подканала.

3. Имитационная модель

Для проведения исследования была создана имитационная модель (рисунок 2).

Имитационная модель реализована в среде визуально-ориентированного программирования Simulink (пакета MatLab) [9] и состоит из следующих основных модулей:

1 – модуль передающего тракта (включающий формирователь сообщения, формирователь символов, цифровой модулятор QPSK и кодер Аламоути);

2 – имитатор канала связи (состоящий из имитатора MIMO канала связи и блока внесения аддитивного белого Гауссовского шума);

3 – модуль приемного тракта (включающий декодер Аламоути и цифровой демодулятор QPSK);

4 – модуль расчета вероятности битовой ошибки;

5 – модуль внесения искажений в информацию о состоянии канала связи.

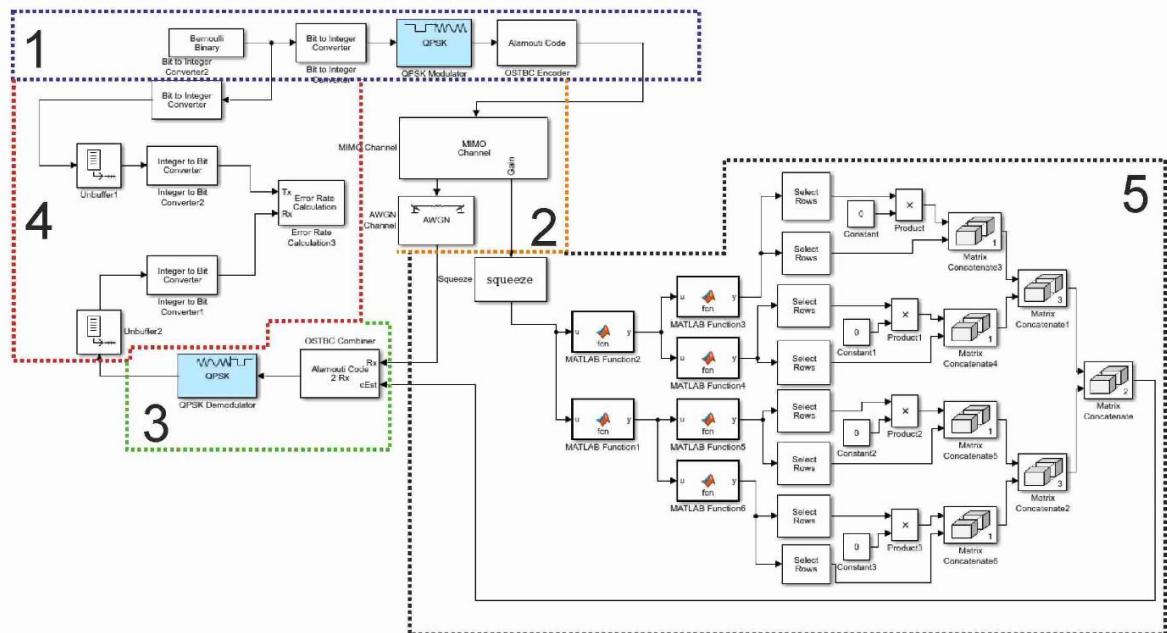


Рис. 2. Имитационная модель для расчёта характеристик приема системы 2x2

В качестве основных характеристик имитационной модели использовались следующие:

- используемая частота дискретизации 9600 Гц с 40 фреймами на один отсчет;
- тип модуляции QPSK с созвездием, выполненным в соответстви с кодом Грэя;
- кодер и декодер Аламоути для двух приемных и двух передающих антенн;
- Рэлеевский канал, учитывающий искажение АЧХ по одному лучу распространения без задержек и ослабления, с максимальным уходом частоты в 1 Гц;
- для каждого эксперимента из серии - рассчитывалась характеристика приема на основе принятых 383502 бит информации.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Моделирование проводилось для отношения сигнал/шум (ОСШ) 5 дБ при различном количестве неверно детектированных символов (r) в каждом подканале (рисунок 3). На рисунке 3 по горизонтальной оси отмечено какое количество комплексных отсчетов (из пакета передачи в 20 комплексных отсчетах) были детектированы с недостоверной информацией о состоянии соответствующего подканала канала связи системы связи MIMO. Таким образом $r=1$ соответствует тому, что в канальной матрице, каждый двадцатый символ будет детектирован неверно или с искажениями. По вертикальной оси отмечены значения вероятностей битовых ошибок (BER) при соответствующем количестве неверно (или частично неверно) детектированных символов.

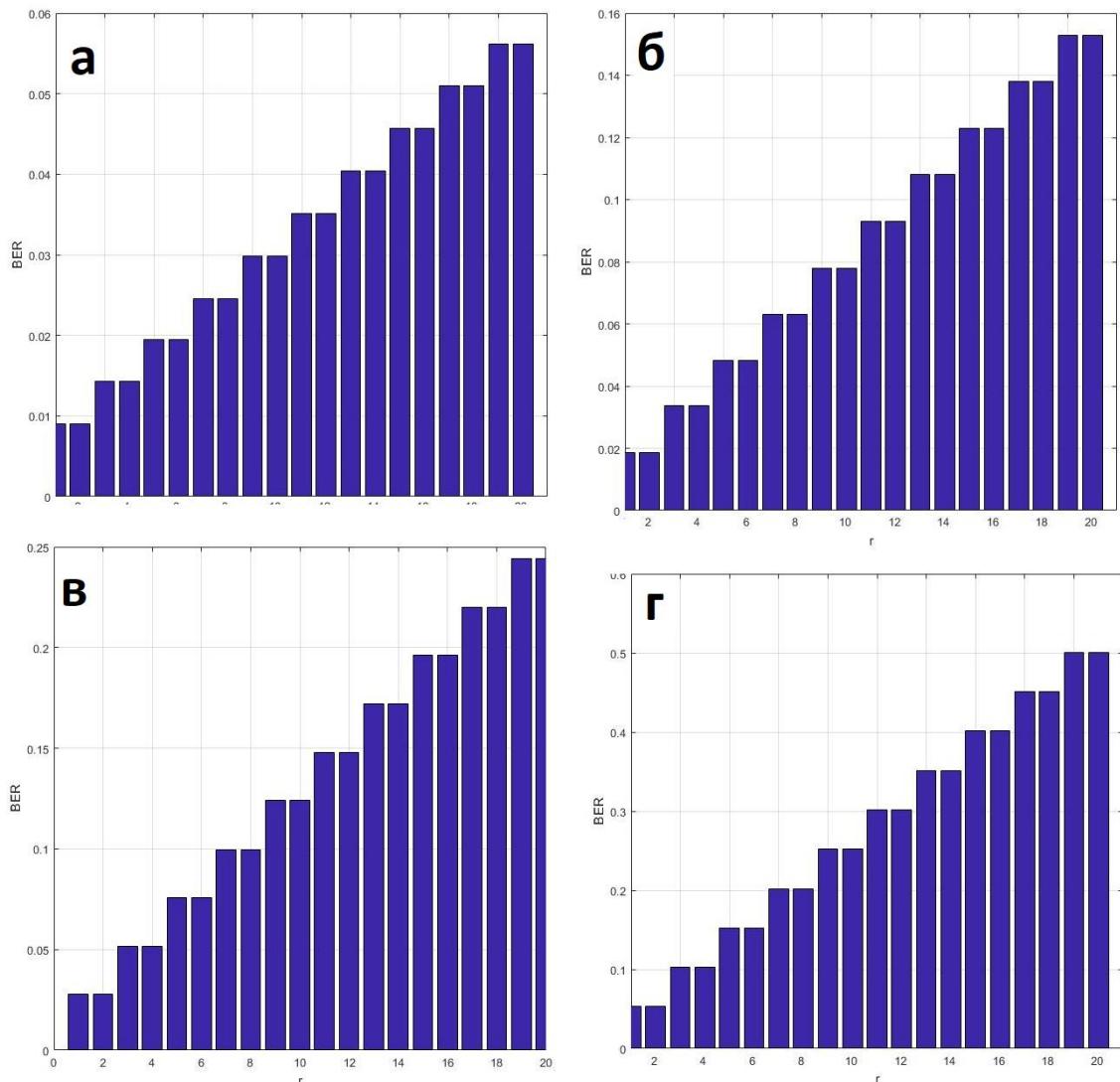


Рис. 3. Результаты моделирования (а - конфигурация A₂₃₄; б- конфигурация A₃₄; в- конфигурация A₄; г- конфигурация A₀).

Были исследованы следующие варианты ошибок, возникающих в различных подканалах:

- A₂₃₄ - полностью работоспособны 2,3,4 канал; 1 канал с r от 1 до 20 (рисунок 3а);
- A₁₃₄ - полностью работоспособны 1,3,4 канал; 2 канал с r от 1 до 20;
- A₁₂₄ - полностью работоспособны 1,2,4 канал; 3 канал с r от 1 до 20;
- A₁₂₃ - полностью работоспособны 1,2,3 канал; 4 канал с r от 1 до 20;
- A₃₄ - полностью работоспособны 3,4 канал; 1,2 канал с r от 1 до 20 (рисунок 3б);
- A₂₄ - полностью работоспособны 2,4 канал; 1,3 канал с r от 1 до 20;
- A₂₃ - полностью работоспособны 2,3 канал; 1,4 канал с r от 1 до 20;
- A₁₄ - полностью работоспособны 1,4 канал; 2,3 канал с r от 1 до 20;
- A₁₃ - полностью работоспособны 1,3 канал; 2,4 канал с r от 1 до 20;
- A₁₂ - полностью работоспособны 1,2 канал; 3,4 канал с r от 1 до 20;
- A₄ - полностью работоспособен 4 канал; 1,2,3 канал с r от 1 до 20 (рисунок 3в);
- A₃ - полностью работоспособен 3 канал; 1,2,4 канал с r от 1 до 20;
- A₂ - полностью работоспособен 2 канал; 1,3,4 канал с r от 1 до 20;
- A₁ - полностью работоспособен 1 канал; 2,3,4 канал с r от 1 до 20;
- A₀ - полностью не работоспособен ни один канал; 1,2,3,4 канал с r от 1 до 20 (рисунок 3г);

На основе анализа полученных графиков стоит отметить, что получившиеся линейные зависимости имеют ступенчатый вид.

Обобщённая информация по результатам всех серий моделирования сведена в таблицах 1 и 2, где показаны все характеристики приема соответствующие $r=10$ (т.е. 50% ошибок в соответствующем подканале) и $r=20$ (т.е. 100% ошибок в соответствующем подканале).

Таблица 1. Результат моделирования при $r=10$

$r=10$					
Конфигурация канала	BER	Конфигурация канала	BER	Конфигурация канала	BER
A ₂₃₄	0.0299	A ₂₄	0.0245	A ₄	0.125
A ₁₃₄	0.0254	A ₂₃	0.0781	A ₃	0.136
A ₁₂₄	0.0195	A ₁₄	0.0651	A ₂	0.124
A ₁₂₃	0.0198	A ₁₃	0.018	A ₁	0.112
A ₃₄	0.0785	A ₁₂	0.065	A ₀	0.251

Таблица 2. Результат моделирования при $r=20$

$r=20$					
Конфигурация канала	BER	Конфигурация канала	BER	Конфигурация канала	BER
A ₂₃₄	0.0532	A ₂₄	0.04	A ₄	0.2441
A ₁₃₄	0.0423	A ₁₄	0.1529	A ₃	0.2667
A ₁₂₄	0.035	A ₂₃	0.1325	A ₂	0.2389
A ₁₂₃	0.035	A ₁₃	0.0324	A ₁	0.2077
A ₃₄	0.16	A ₁₂	0.1326	A ₀	0.5

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе анализа информации таблиц 1 и 2 можно сделать вывод о том, что:

-при наличии хотя бы одного корректно функционирующего подканала из четырёх можно обеспечить детектирование принимаемого сигнала с вероятностью битовой ошибки от 0,2077 до 0,2677;

-при наличии двух корректно функционирующих подканалов из четырёх можно обеспечить детектирование принимаемого сигнала с вероятностью битовой ошибки от 0.0324 до 0.1529;

-при наличии трех корректно функционирующих подканалов из четырёх можно обеспечить детектирование принимаемого сигнала с вероятностью битовой ошибки от 0.035 до 0.0532.

Большой разброс значений при наличии двух или трех корректно функционирующих подканалов обосновывается спецификой используемого кода Аламоути. Когда в определённой конфигурации недостоверными являются оба столбца матрицы содержащие в себе информацию о соответствующих символах. (например, столбцы с закодированными символами z_1, z_2), восстановить информацию уже не представляется возможным. В тоже время, если недостоверным является только один столбец матрицы, содержащей в себе информацию о соответствующих символах, то осуществляется корректное детектирование сигнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. Проксис Дж. Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000. - 800 с.
2. Мокринский Д.В. Математическое моделирование и исследование каналов связи с замираниями райсовского типа // Тр. XXIV международной НТК «Радиолокация, навигация, связь», 2018, Т. 1 - С. 115-123.

3. Аверина Л.И., Каменцев А.Ю., Лафицикий А.Ю., Чаркин Д.Ю. Повышение помехоустойчивости цифровой системы связи в условиях многолучевого распространения сигнала // Сборник докладов 20-ой Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение», 2018, Т. 1. – С. 381–386.
4. Солонина А.И. Цифровая обработка сигналов в зеркале MatLab. Спб.: БВХ-Петербург, 2018. - 800 с.
5. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. М.: Техносфера, 2013. - 528 с.
6. Мокринский Д.В., Лебедев Д.А. Оценка и границы применимости адаптивных LMS и RMS эквалайзеров для протокола типа MIL-STD-188-110A // Тр. XVII Рос. НТК «Новые информационные технологии в системах связи и управления», 2018. – С. 34–38.
7. Мокринский Д.В., Завдовьев В.В. Имитационная модель декаметрового канала связи с замираниями релеевского и райсовского типов // Тр. XXXVII Рос. межведомственной НТК «Проблемы эффективности и безопасности функционирования сложных технических и информационных систем», 2018. – Ч. 2. – С. 65-69.
8. Бакулин М.Г., Варукина Л.А., Крейнделин В.Б. Технология MIMO принципы и алгоритмы. М.: Горячая линия – Телеком, 2014. - 244 с.
9. Щербаков В.С., Руппель А.А., Глушец В.А. Основы моделирования систем автоматического регулирования и электротехнических систем в среде MMatLab и Simulink: Учебное пособие. – Омск: Изд-во. СибАДИ, 2003. - 160 с.

REFERENCES

1. Proksis J. Digital communication. M.: Radio and communication, 2000. - 800 p.
2. Mokrinsky D.V. Mathematical Modeling and Study of Communication Channels with Rice-type Fading // Tr. XXIV international scientific and technical complex "Radar, navigation, communications", 2018, vol. 1 - pp. 115-123.
3. Averin L.I., Kamentsev A.Yu., Lafitskiy A.Yu., Charkin D.Yu. Improving the noise immunity of a digital communication system in conditions of multipath signal propagation // Collection of reports of the 20th International Conference "Digital signal processing and its application", 2018, Vol. 1. - S. 381-386.
4. Solonin A.I. Digital signal processing in MatLab mirror. SPb.: BVH-Petersburg, 2018. - 800 p.
5. Dzhigan V.I. Adaptive filtering of signals: theory and algorithms. M.: Technosfera, 2013. - 528 p.
6. Mokrinsky D.V., Lebedev D.A. Estimation and limits of applicability of adaptive LMS and RMS equalizers for a protocol like MIL-STD-188-110A // Tr. XVII Ros. NTK "New information technologies in communication and control systems", 2018. - P. 34–38.
7. Mokrinsky D.V., Zavdoviev V.V. Simulation model of a decameter communication channel with Rayleigh and Rice fading // Tr. XXXVII Ros. interdepartmental scientific and technical complex "Problems of efficiency and safety of the functioning of complex technical and information systems", 2018. - Part 2. - P. 65-69.
8. Bakulin M.G., Varukina L.A., Kreindelin V.B. MIMO technology principles and algorithms. M.: Hotline - Telecom, 2014. - 244 p.
9. Shcherbakov V.S., Ruppel A.A., Glushets V.A. Fundamentals of modeling automatic control systems and electrical systems in the MMatLab and Simulink environment: Tutorial. - Omsk: Publishing House. SibADI, 2003. - 160 p.

ИССЛЕДОВАНИЕ СПОСОБОВ СОГЛАСОВАНИЯ ШИРОКОПОЛОСНОЙ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКОЙ ВИБРАТОРНОЙ АНТЕННЫ В ОБЛАСТИ НИЗКИХ ЧАСТОТ

Ю. С. Русов

Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана,
Москва, Россия

Аннотация. Проведены исследования широкополосной гибридной логопериодической вибраторной антенны, предназначено для работы в диапазоне частот от 50 МГц до 1 ГГц. Рассмотрены способы согласования антенны в области низких частот. Показано влияние трех видов согласующих устройств на продольный габарит антенны при сравнимых характеристиках согласования.

Ключевые слова: логопериодическая вибраторная антenna, широкополосная антenna, согласование антены.

RESEARCH OF METHODS FOR MATCHING A BROADBAND LOG-PERIODIC DIPOLE ANTENNA IN THE LOW-FREQUENCY RANGE

Yu. S. Rusov

Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russia

Abstract. The research of a broadband hybrid log-periodic dipole antenna designed to operate in the frequency range from 50 MHz to 1 GHz are carried out. Methods for matching the antenna in the low-frequency range are considered. The effect of three types of matching devices on the longitudinal dimension of the antenna with comparable matching characteristics is shown.

Keywords: log-periodic dipole antenna, broadband antenna, antenna matching.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в связи с постоянным увеличением количества устройств, излучающих электромагнитные волны различных диапазонов, все более остро ставятся вопросы обеспечения электромагнитной совместимости различных электронных средств. Актуальны задачи контроля электромагнитной обстановки в широком диапазоне частот, для чего требуются широкополосные измерительные антенны. Одним из распространенных типов широкополосных антенн, предназначенных для работы в диапазонах метровых и дециметровых волн, являются логопериодические вибраторные антенны [1]. Например, логопериодическая измерительная антenna [2] применяется для решения задач обеспечения электромагнитной совместимости технических средств, а также для измерения параметров сигналов побочных электромагнитных излучений и наводок в целях защиты информационных технологий. С целью уменьшения габаритов антены до величин, позволяющих выполнить ее переносной и легко транспортируемой в разобранном виде, наиболее низкочастотный вибратор может иметь широкополосное исполнение [2, 3]. На согласование таких антенн в области низких частот значительное влияние оказывает часть двухпроводной питающей линии, расположенная вблизи низкочастотного вибратора. Оптимальный выбор исполнения этой части питающей линии позволит сократить продольный габарит антены при сохранении приемлемых значений коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) на входе антены.

2. СОГЛАСОВАНИЕ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ В ОБЛАСТИ НИЗКИХ ЧАСТОТ

Исследование различных вариантов исполнения согласующего устройства выполнено на примере гибридной логопериодической вибраторной антенны, содержащей 18 вибраторов (рисунок 1). Наиболее длинноволновый вибратор антенны выполнен широкополосным и имеет треугольные плечи. Штанги двухпроводной питающей линии расположены под углом друг к другу, за счет чего расстояние между ними плавно увеличивается от точки питания в сторону расположения длинноволновых вибраторов. Такое исполнение питающей линии позволяет получить более ровную характеристику согласования в диапазоне частот от 150 МГц до 1 ГГц.

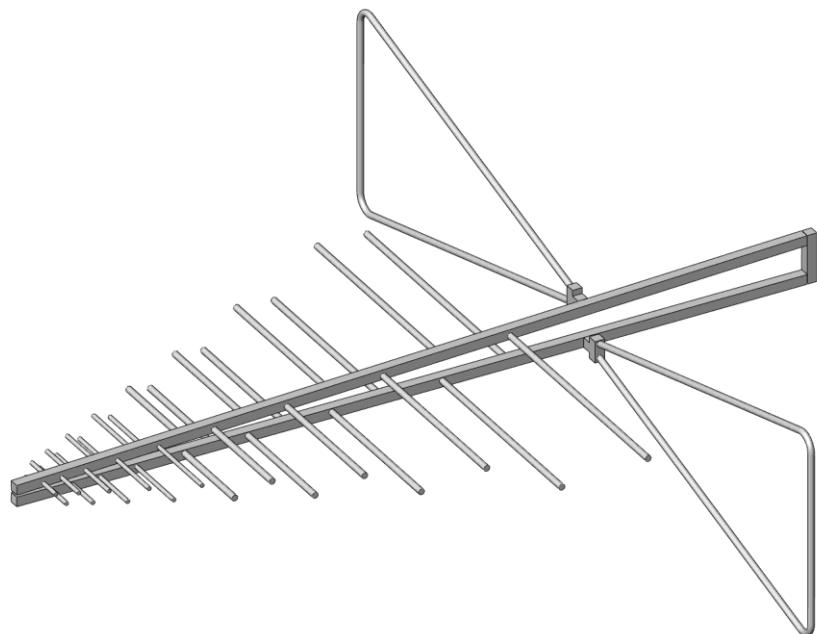


Рис. 1. Гибридная логопериодическая вибраторная антenna.

Двухпроводная питающая линия на конце может быть замкнута. Это один из наиболее распространенных вариантов исполнения согласующего устройства для области низких частот (рисунок 2).

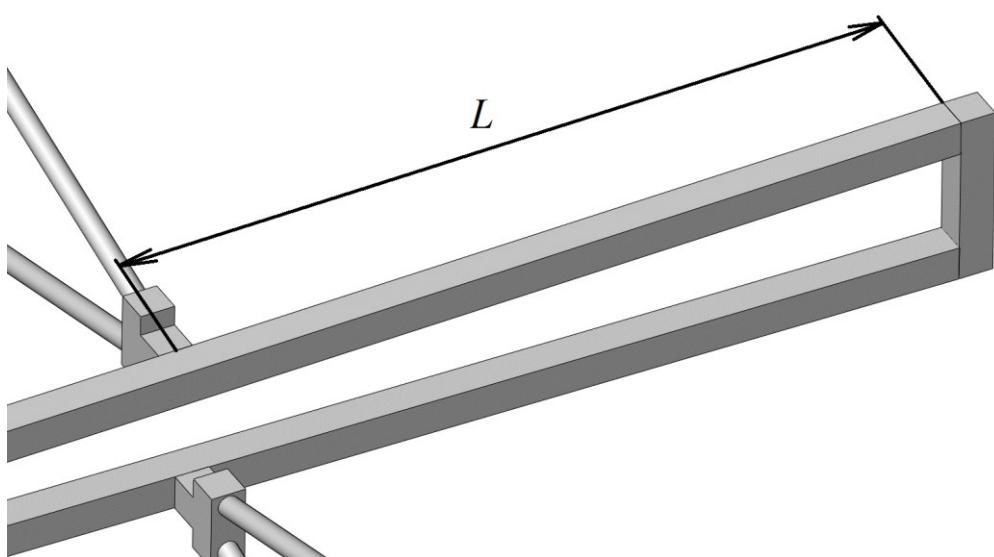


Рис. 2. Короткозамкнутый участок питающей линии антennы.

Длина короткозамкнутого участка двухпроводной линии L оказывает существенное влияние на согласование антенны в области частот, где работает наиболее длинный вибратор. Для получения низких значений коэффициента стоячей волны по напряжению на входе антенны длина короткозамкнутого участка двухпроводной линии должна быть соизмерима с $\lambda_{\max}/8$ [1], где λ_{\max} – наибольшая длина волны рабочего диапазона. Например, для нижней рабочей частоты антенны [2] 30 МГц эта величина составляет 0,75 м, что значительно увеличивает продольный габарит антенны и делает ее неудобной в эксплуатации.

В измерительных антенных [3] для возможности установки на штатив предусмотрен цилиндр диаметром 22 мм и длиной порядка 150...200 мм, размещенный в конце питающей двухпроводной линии. Этот установочный элемент дополнительно увеличивает продольный габарит антенны. Рассмотрен вариант выполнения антенны с короткозамкнутой на конце питающей линией и цилиндрическим установочным элементом, при котором цилиндр имеет разрез, заполненный твердым диэлектриком. (рисунок 3). Диэлектрическое кольцо, расположенное поверх металлического цилиндра в области начала разреза, предотвращает деформацию этого узла при механических нагрузках. Продольно разрезанный металлический цилиндр является продолжением двухпроводной линии. При этом замыкающая перемычка располагается в конце цилиндра, за счет чего введение такого установочного элемента не увеличивает общий продольный размер антенны.

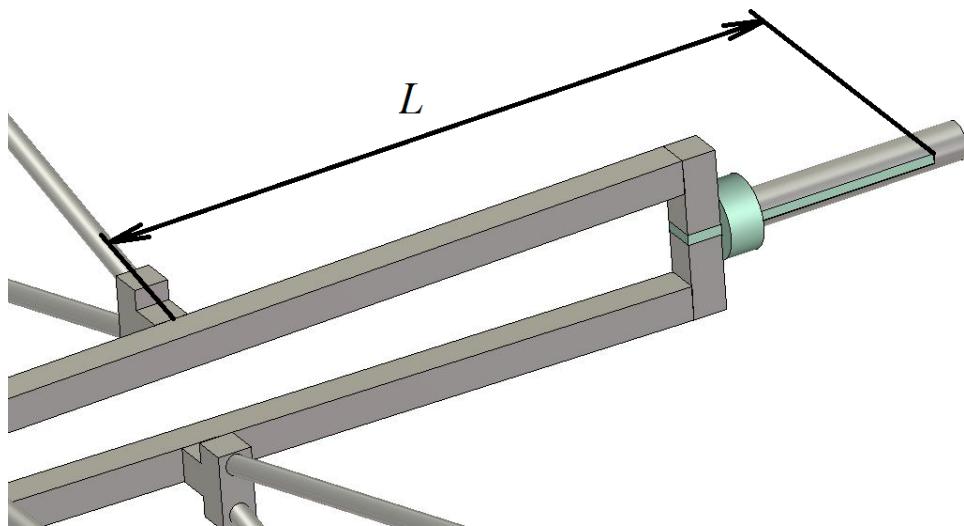


Рис. 3. Короткозамкнутый участок питающей линии с продольно разрезанным установочным цилиндром.

Двухпроводная питающая линия логопериодической антенны может быть выполнена разомкнутой на конце (рисунок 4). Исследовано согласование антенны с таким исполнением питающей линии при различных длинах разомкнутого участка L . На конце питающей линии отсутствует короткозамыкател, а элемент, соединяющий штанги питающей линии, выполнен из диэлектрического материала. Такое решение позволяет обеспечить гальваническую развязку установочного цилиндра и питающей линии антенны со штативом.

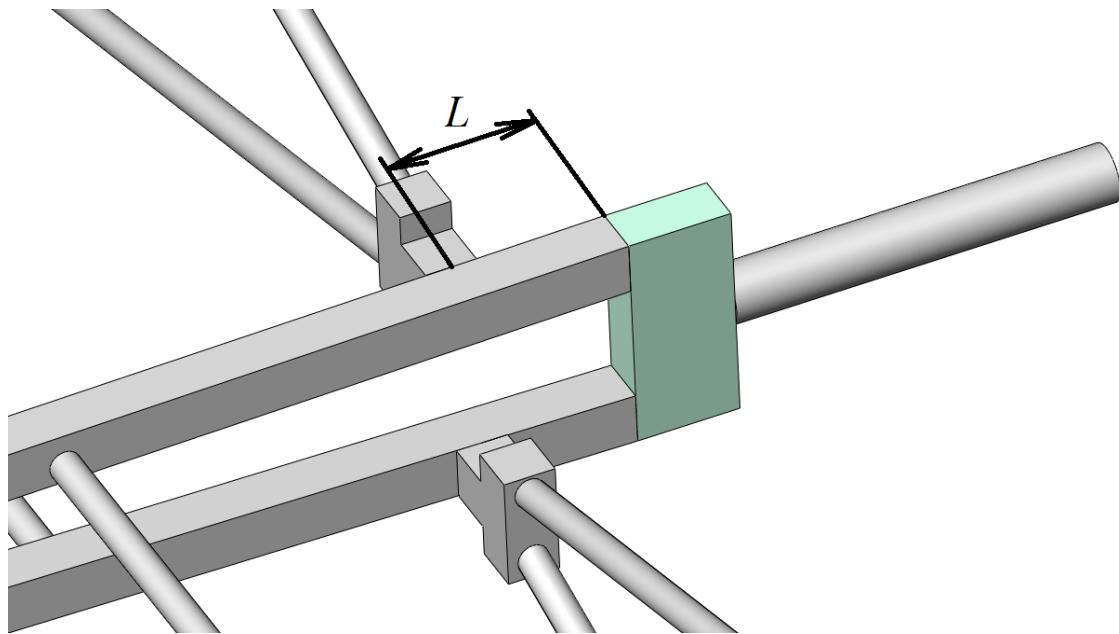


Рис. 4. Разомкнутая на конце питающая линия антенны.

Приведенный на рисунке 4 вариант исполнения согласующего устройства позволяет получить характеристики КСВН на входе антенны не хуже, чем для варианта с короткозамкнутой питающей линией. При этом необходимая длина согласующего участка для разомкнутой линии может быть существенно меньше, чем для короткозамкнутой линии.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

Частотные зависимости КСВН на входе гибридной логопериодической антенны, полученные в результате электродинамического моделирования трех рассмотренных вариантов согласующего устройства для области низких частот, приведены на рисунке 5. Характеристики антенны показывают сопоставимые значения КСВН в области частот 50...150 МГц. При этом длина согласующего участка питающей линии L составляет 450 мм для короткозамкнутой двухпроводной линии (рисунок 2) и столько же для короткозамкнутой линии с разрезанным цилиндром на конце (рисунок 3), а для разомкнутой двухпроводной линии (рисунок 4) – 60 мм без учета длины установочного цилиндра, который в этом случае не является частью согласующего устройства. В последнем варианте с учетом длины установочного цилиндра, например, 150 мм и длины диэлектрической перемычки 40 мм общая длина согласующего устройства с разомкнутой двухпроводной линией и установочным цилиндром составит около 250 мм. Такое конструктивное решение позволит для исследуемой логопериодической вибраторной антенны сократить продольный размер на 200 мм по сравнению с вариантом применения короткозамкнутой двухпроводной линии.

Приведенные на рисунке 5 значения КСВН соизмеримы с характеристиками согласования известных антенн [3] и могут считаться приемлемыми для измерительных антенн. Снижение коэффициента стоячей волны по напряжению на входе исследуемой антенны в области частот 50...150 МГц возможно при увеличении размеров наиболее длинноволнового вибратора, что приведет к возрастанию габаритов антенны и может создать сложности при ее транспортировке. В этом случае при необходимости плечи наиболее крупного вибратора могут выполняться съемными и устанавливаться непосредственно перед эксплуатацией антенны.

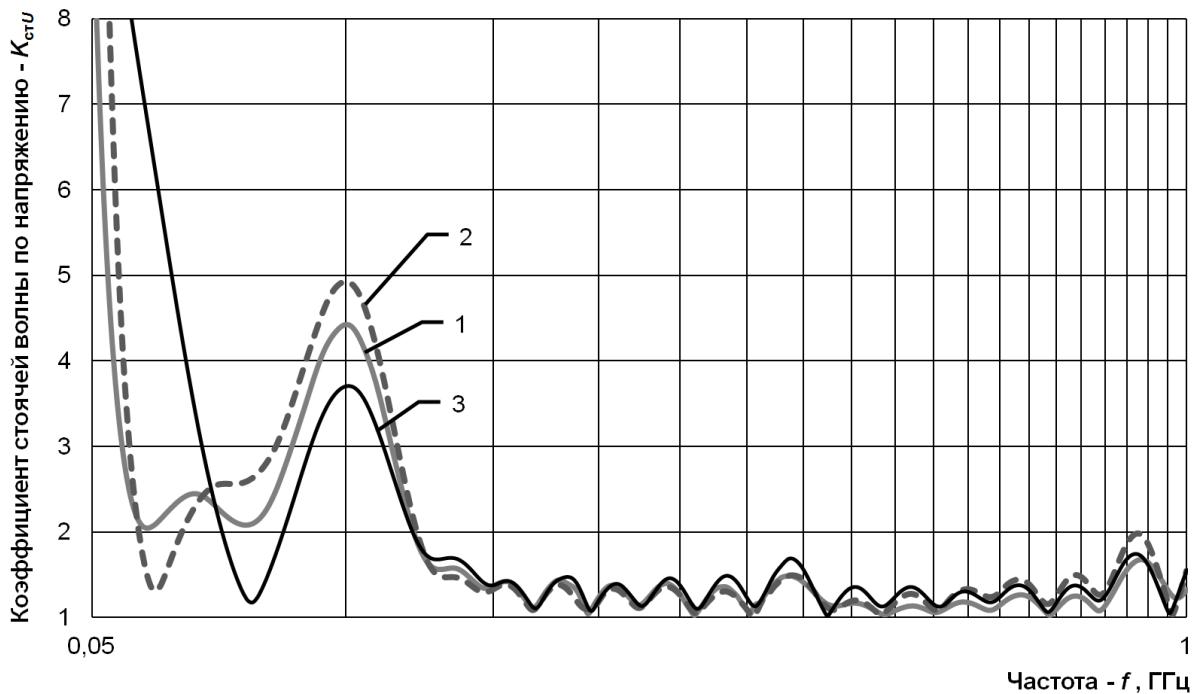


Рис. 5. Согласование антенны при различных исполнениях согласующего устройства:
1 – при короткозамкнутой двухпроводной линии, 2 – при короткозамкнутой линии с разрезанным цилиндром на конце, 3 – при разомкнутой двухпроводной линии.

Характеристики на рисунке 5 в области частот от 150 МГц до 1 ГГц показывают слабую зависимость КСВН от вида рассмотренных низкочастотных согласующих устройств.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенные исследования показали возможность применения в гибридных логопериодических вибраторных антенных согласующих устройств различного конструктивного исполнения. Выбор наиболее компактного варианта согласующего устройства позволяет сократить продольный габарит антенны при сохранении допустимого уровня согласования в низкочастотной области рабочего диапазона частот.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ротхаммель К., Кришке А. Антенны. 11-е изд., перераб. и доп. В 2 т. Т.1: Пер. с нем. – М.: ДМК Пресс. – 416 с.
2. Русинтелл. Каталог продукции. Антенна комбинированная передающая АКП-1. <http://www.rusintell.ru/catalog/akp-1/index.html>, 28.02.2023.
3. Schwarzbeck - Mess-Elektronik. Products. Biconic Logarithmic Periodic Antennas (Hybrid). <https://www.schwarzbeck.de/en/antennas/hybrid-antenna.html>, 28.02.2023.

REFERENCES

1. Rothammel K., Krischke A. Antennas. 11th edition. In 2 volumes. Volume 1. Translated from German. – Moscow: DMK Press. – 416 p.
2. Rusintell. Product catalog. Combined transmitting antenna AKP-1. <http://www.rusintell.ru/catalog/akp-1/index.html>, 28.02.2023.
3. Schwarzbeck - Mess-Elektronik. Products. Biconic Logarithmic Periodic Antennas (Hybrid). <https://www.schwarzbeck.de/en/antennas/hybrid-antenna.html>, 28.02.2023.

ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКАЯ АНТЕННА LDP И PMR ДИАПАЗОНОВ

А. Ю. Болгов¹, Г. К. Усков¹, Д. П. Кондратьев^{1,2}, О. В. Бажанова¹, С. Е. Нескородов^{1,2}

¹ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет» (ФГБОУ ВО «ВГУ»),
Воронеж, Россия

²Акционерное общество «Концерн «Созвездие» (АО "Концерн "Созвездие"), Воронеж,
Россия

Аннотация. В работе рассмотрена логопериодическая антenna УВЧ диапазона, двухпроводная линия которой выполнена по печатной технологии, а излучающие элементы выполнены из жестких проводов круглого сечения. Из-за конструктивных особенностей, двухпроводная линия питания играет роль трансформатора сопротивлений, что компенсируется подбором длин и толщин излучающих вибраторов. Представлены результаты моделирования и макетирования.

Ключевые слова: логопериодическая антenna, печатная антenna, СВЧ антenna.

LOGO-PERIODIC ANTENNA FOR LDP AND PRM BANDS

A. U. Bolgov¹, G.K. Uskov¹, D. P. Kondratyev^{1,2}, O. V. Bazhanova¹, S. E. Neskorodov^{1,2}

¹Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

²Joint Stock Company "Concern "Sozvezdie" (JSC "Concern Sozvezdie"), Voronezh, Russia

Abstract. The paper considers log-periodic antenna of the VHF band, two-wire line of which is made according to printed technology, and the radiating elements are made of rigid wires of round cross section. Due to design features, a two-wire feeder line uses as resistance transformers, which is compensated by the thickness of radiating of radiating vibrators.

Keywords: log-periodic antenna, printed antenna, microwave antenna.

1. ВВЕДЕНИЕ

Логопериодические антенны (ЛПА) широко зарекомендовали себя в радиотехнике благодаря простоте проектирования для любых диапазонов, широкой полосе рабочих частот, предсказуемости характеристик, стабильности электрических параметров и высокому коэффициенту усиления (КУ) [1,2]. Отдельно следует отметить печатные ЛПА, получившие своё распространение в диапазоне ультравысоких и сверхвысоких частот по мере развития технологий производства печатных плат. Антенны в печатном исполнении, в отличие от выполненных другими методами, например, сварки из жестких проводников или растяжки гибких проводников, выделяются малой массой, низкой стоимостью и высокой скоростью производства.

В данной работе предложена логопериодическая антenna с диапазоном рабочих частот 400..500 МГц и коэффициентом усиления (КУ) от 6 дБ, подходящая для работы в LDP и PMR диапазонах радиосвязи и различной цифровой телеметрии.

2. МОДЕЛИРОВАНИЕ

При проектировании антенн в УВЧ диапазоне возникает некоторая дилемма: с одной стороны, технические решения, применяемые в ОВЧ диапазоне, уже являются конструктивно избыточными и несут в себе множество паразитных параметров, с другой стороны, решения для частот от 1 ГГц и выше являются громоздкими и неудобными в эксплуатации. В данном случае часть антены, а именно питающая линия, имеющая множество геометрически небольших компонентов и требующая высокой точности

изготовления, выполнена на печатной плате, а вибраторные полотна выполнены из отдельных проводников, что позволило уменьшить парусность и сделать излучающую часть удобной и эргономичной.

Питание логопериодической антенны осуществляется со стороны коротких вибраторов с помощью коаксиального кабеля, размещенного вдоль одной из частей планарной линии, распределяющей энергию по излучателям. Диаметр кабеля составляет 2 мм, а ширина дорожки планарной линии питания при ее волновом сопротивлении 50 Ом должна составлять 3 мм, при толщине стеклотекстолита в 1,5 мм. В таком случае наличие кабеля оказывает значительное влияние на симметричность планарной линии, нарушая ее волновое сопротивление. В работе [3] предложено использовать ассиметричную ширину дорожек для компенсации этого эффекта. В настоящей работе применен иной способ: увеличена ширина дорожек так, чтобы полностью экранировать кабель питания. В таком случае волновое сопротивление линии уже не является равным 50 Ом, и она является трансформатором сопротивлений для каждого вибратора. Изменяя длины каждого излучателя можно добиться его согласования с учетом трансформации сопротивления на нужной частоте. Таким образом, при диапазоне рабочих частот от 400 до 500 МГц, длина первого вибратора составила 340 мм, период структуры 0,9, всего 6 вибраторов толщиной 20 мм (рис. 1).

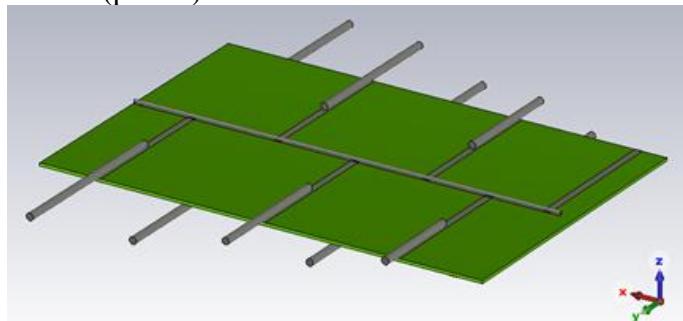


Рис. 1. Общий вид предложенной ЛПА.

Моделирование антенны осуществлялось в CST Studio Suite. На рисунке 2 показаны характеристики согласования и усиления в направлении максимального излучения. Несмотря на особенности конструкции, параметры антенны типичны для «классических» логопериодических структур: КСВН не превышает 2 в диапазоне частот 400..500 МГц, а коэффициент усиления не ниже 6 дБи.

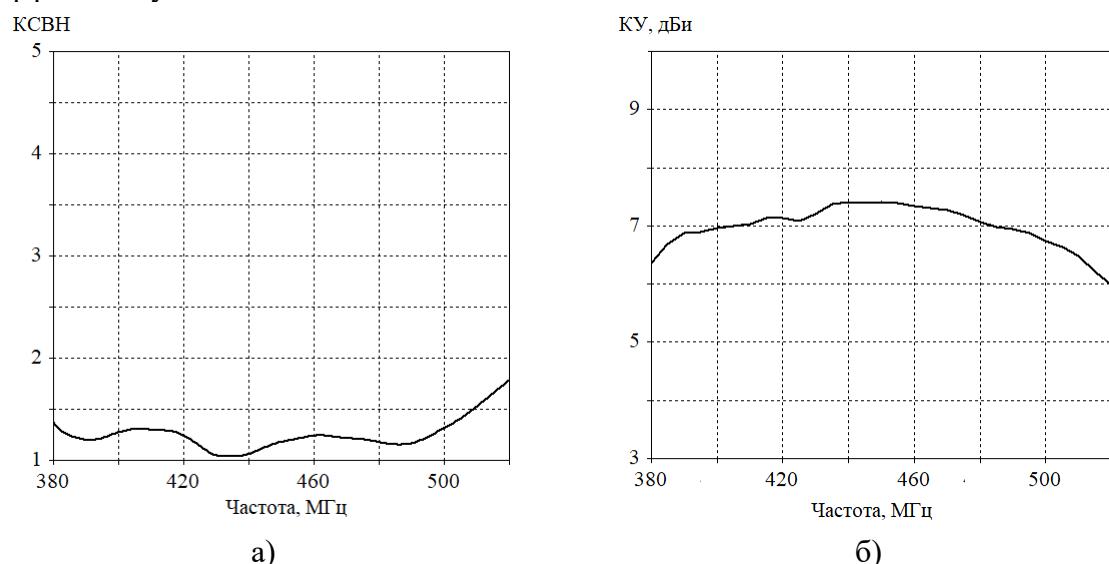


Рис. 2. Результаты моделирования: а) КСВ, б) КУ в направлении максимума излучения

3. МАКЕТИРОВАНИЕ

Для экспериментальной проверки полученных результатов был реализован макет, внешний вид которого представлен на рисунке 3. Печатный элемент выполнен путем химического травления на фольгированном с двух сторон стеклотекстолите, вибраторы наращены до необходимой длины путем пайки облученного многожильного провода подходящего сечения. Результаты измерения КСВН и коэффициента усиления приведены на рисунке 4. Измерения коэффициента усиления проводилось в безэховой камере методом замещения. Сравнение характеристик, полученных по результатам моделирования и макетирования и изображенных на рисунках 2 и 4 соответственно, показывает достаточную сходимость модели и экспериментального образца.

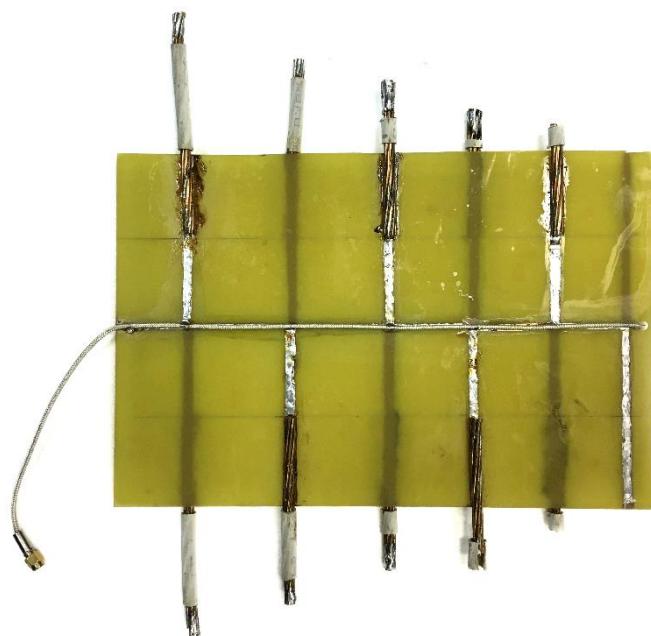


Рис. 3. Внешний вид макета.

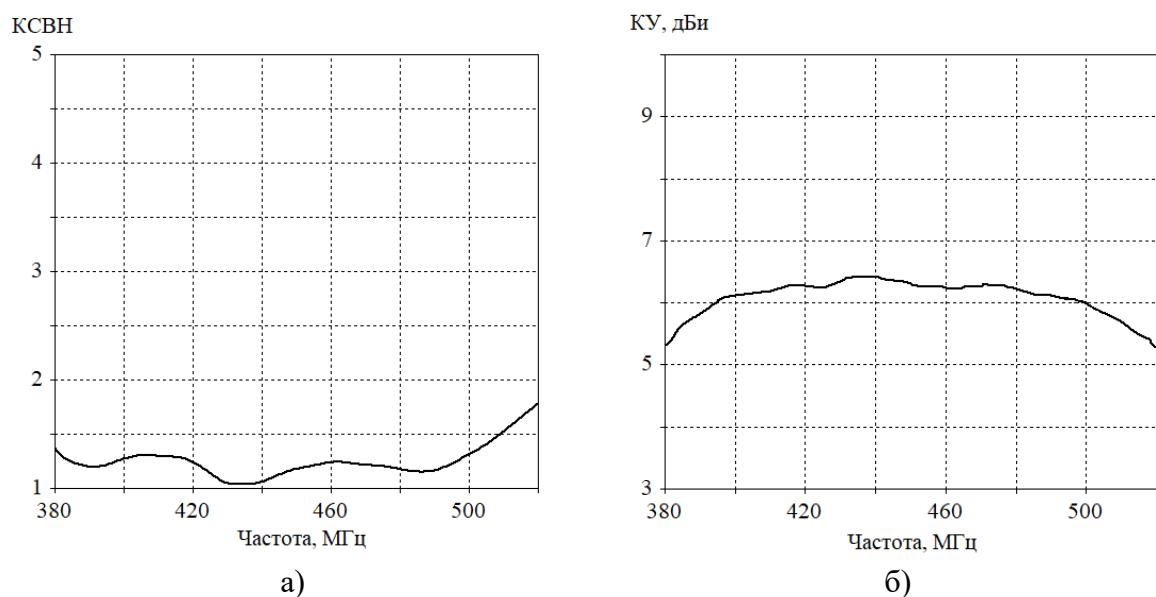


Рис. 4. Результаты измерения макета: а) КСВ, б) КУ в направлении максимума излучения

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Конструктивное исполнение вынуждает использовать двухпроводную линию питания вибраторов как трансформатор сопротивлений. Соответственно, произведен перерасчет длин и толщин излучающих элементов с учетом этой особенности. Спроектированная антenna имеет диапазон рабочих частот от 400 до 500 МГц с КСВН менее 2 и коэффициентом усиления более 6 дБи. Разработанная конструкция антенны позволяет минимизировать количество используемых материалов и снизить ветровую нагрузку без снижения характеристик согласования и излучения. Предложенная антenna может быть использована для работы в LDP и PMR диапазонах и различной цифровой телеметрии.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рамзей В. Х. Частотно независимые антенны. М: Мир, 1968.-172 с.
2. Balanis C. A. Antenna theory. Analysis and design. Hoboken: John Wiley & Sons, 2005.-1073 p.
3. Vieria, G. C. Log-Periodic Dipole Antennas in Printed Circuit Technology. (2018).
4. А. П. Горбачев, Е. А. Ермаков Проектирование печатных фазированных антенных решеток в САПР «CST Microwave Studio». Новосибирск: НГТУ, 2008.-88 с.

REFERENCES

1. Rumsey V. H. Frequency independent antennas. M: Mir, 1968.-172 с.
2. Balanis C. A. Antenna theory. Analysis and design. Hoboken: John Wiley & Sons, 2005.-1073 p.
3. Vieria, G. C. Log-Periodic Dipole Antennas in Printed Circuit Technology. 2018.
4. A. P. Gorbachev, E. A. Ermakov Design of printed phased antenna arrays in CAD «CST Microwave Studio». Novosibirsk: NSTU, 2008.-88 p.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИЗЛУЧАЮЩЕГО РАСКРЫВА ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ, ИМЕЮЩЕЙ ГЕОМЕТРИЧЕСКИЕ ИСКАЖЕНИЯ АПЕРТУРЫ

К.М. Занин¹

¹ Федеральное государственное унитарное предприятие «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи» Федеральный научно-производственный центр (ФГУП «РНИИРС» ФНПЦ), г. Ростов-на-Дону, Российской Федерации

Аннотация. В общей постановке разработана математическая модель фазированной антенной решетки (ФАР), имеющей геометрические искажения в излучающем раскрыве. Проведены численные исследования характеристик направленности ФАР.

Ключевые слова: фазированная антенная решетка, диаграмма направленности, излучающий раскрыв сложной формы, амплитудная и поляризационная характеристики направленности.

MATHEMATICAL MODEL OF THE APERTURE FIELD OF A PHASED ANTENNA ARRAY IN THE PRESENCE OF GEOMETRIC DISTORTIONS OF THE APERTURE

K. M. Zanin¹

¹Federal State Unitary Enterprise "Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communications" Federal Research and Production Center (FSUE "RNIIRS" FNPC), Rostov-on-Don, Russian Federation

Abstract. In the general formulation, a mathematical model of a phased array antenna has been developed, which has geometric distortions in the aperture field. Numerical studies of the characteristics of the directional pattern phased antenna array were carried out.

Keywords: phased array antenna, radiation pattern, aperture field of complex shape, amplitude and polarization characteristics of the direction pattern.

1. ВВЕДЕНИЕ

Фазированные антенные решетки (ФАР) находят широкое применение в радиотехнических системах различного назначения, где к ним предъявляются требования по формированию ДН с заданными параметрами, такими как: ширина луча, угловая ориентация или форма главного максимума, уровень боковых лепестков, коэффициент эллиптичности излучаемого поля и т.д. Для реализации ДН с заданными параметрами на апертуре ФАР должно обеспечиваться соответствующее амплитудно-фазовое распределение поля (АФР), которое может быть искажено в том числе из-за несоответствия геометрии раскрыва заданной при проектировании форме. Геометрические искажения на апертуре ФАР могут возникать из-за механических повреждений или из-за невозможности полного повторения технологического процесса изготовления антенных элементов, предназначенных для работы в СВЧ диапазоне частот.

В дополнении к этому необходимо отметить, что у ФАР, размещаемых на мобильном объекте, излучающий раскрыв во время транспортирования может находиться в сложенном состоянии. При последующем развертывании или в процессе функционирования таких ФАР могут возникать нарушения геометрии излучающего

раскрыва, которые будут приводить к взаимному смещению и повороту антенных элементов (АЭ), что в свою очередь вызовет изменение характеристик направленности антенны. Применительно к данной проблеме можно выделить только небольшое количество работ, в которых рассматриваются вопросы влияния случайных или известных отклонений геометрии и АФР на интегральные характеристики ФАР, такие как: коэффициент направленного действия, ширина главного луча и уровень боковых лепестков. Среди таких работ можно отметить [1-6]. Полученные в них результаты относятся, в первую очередь, к смещению антенных элементов в плоскости раскрыва и не учитывают разворот и наклон АЭ. Кроме того, не рассматриваются вопросы, связанные с влиянием разворота и наклона АЭ на поляризационную характеристику направленности. Указанные аспекты требуют уточнения в наиболее общей постановке.

Цель работы

Целью работы является исследование влияния геометрических искажений апертуры на характеристику направленности ФАР.

Решаемые задачи:

1. Разработка математической модели апертуры ФАР, в которой имеются геометрические искажения.
2. Расчет характеристик направленности ФАР при наличии заданных искажений апертуры.

2. РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ АПЕРТУРЫ ФАР, В КОТОРОЙ ИМЕЮТСЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКИЕ ИСКАЖЕНИЯ

Рассмотрим излучающий раскрыв ФАР, содержащий N АЭ, расположенных в узловых точках регулярной сетки u и v . Связем с данным раскрывом декартову систему координат (ДСК) $Oxyz$ как показано на рисунке 1.

Ограничительные линии границ и форма поверхности раскрыва ФАР могут отличаться от заданных при проектировании, но их можно определить специализированными приборами или при помощи лазерного дальномера, перемещаемого позиционером. Пример распространенного способа определения формы раскрыва ФАР показан на рисунке 2.

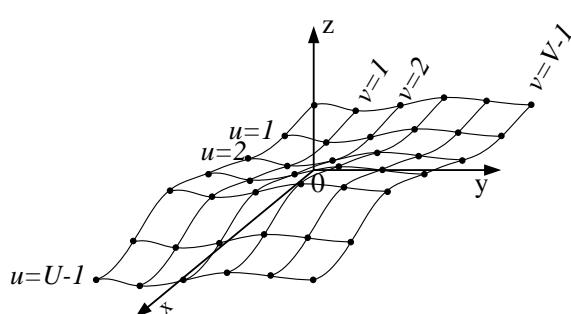


Рис. 1. Узловые точки излучающего раскрыва

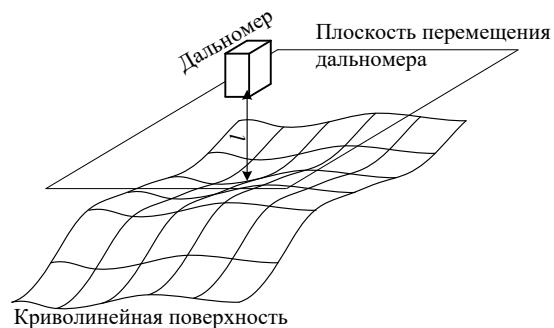


Рис. 2. Способ определения формы криволинейной поверхности

Способом, показанным на рисунке 2, могут быть измерены расстояния l до торцов и до поверхности раскрыва ФАР, которые являются исходными данными для вывода аналитического выражения, описывающего данную поверхность, которое в общем случае может не иметь простого аналитического представления. В данной работе будет рассматриваться не только искривление формы поверхности ФАР, но и искривления ее границ. Обозначим границы исследуемой области как $X_0(u, v)$, $Y_0(u, v)$ и $Z_0[X_0(u, v), Y_0(u, v)] = Z_0(u, v)$ (см. рис. 3).

Положение фазового центра n -го АЭ на полученной поверхности в показанной на рисунке 1 ДСК определяется координатами $x(u, v), y(u, v), z(u, v)$, где $u = 0, 1 \dots U - 1$, $v = 0, 1 \dots V - 1$. Связем локальную ДСК $O\tau\xi\zeta$ с каждым n -м АЭ, как показано на рисунке 4.

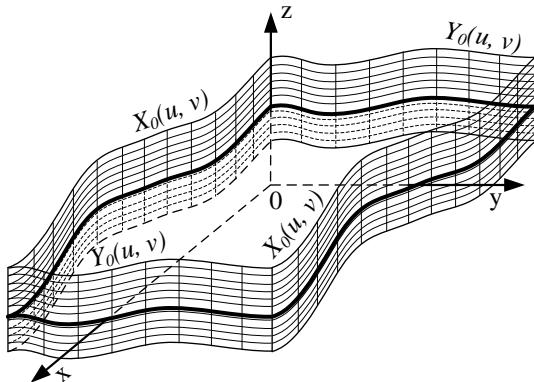


Рис. 3. Границы криволинейной поверхности

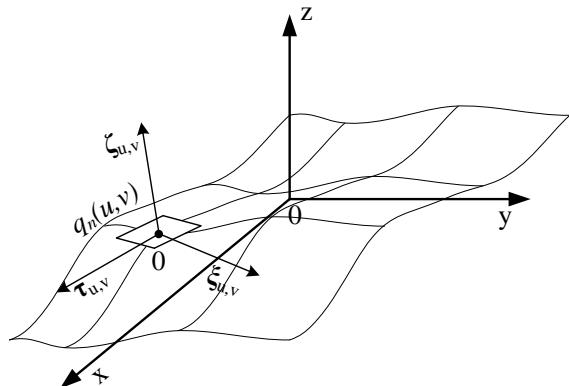


Рис. 4. Взаимное положение локальной и общей ДСК

Локальную ДСК $O\tau\xi\zeta$ определим следующим образом:

- ось $O\zeta$ совместим с электрической осью АЭ (с вектором нормали к поверхности АЭ);
- оси $O\tau$ и $O\xi$ для АЭ с линейной поляризацией совместим соответственно с направлениями векторов напряженности электрического и магнитного полей (излучатели с нелинейной поляризацией могут рассматриваться как совокупность двух совмещенных АЭ с линейной поляризацией).

В общей ДСК орт ζ может быть определен как направляющий вектор прямой, перпендикулярной заданной поверхности $Z_0(u, v)$ в точке u, v . Координаты данного вектора в общей ДСК можно вычислить следующим образом [7]:

$$\zeta(u, v) = \frac{\zeta_x \mathbf{i} + \zeta_y \mathbf{j} + \zeta_z \mathbf{k}}{\sqrt{\zeta_x^2 + \zeta_y^2 + \zeta_z^2}}, \quad (1)$$

где

$$\zeta_x = \begin{vmatrix} \frac{d}{du} y(u, v) & \frac{d}{du} z(u, v) \\ \frac{d}{dv} y(u, v) & \frac{d}{dv} z(u, v) \end{vmatrix}, \quad \zeta_y = \begin{vmatrix} \frac{d}{du} z(u, v) & \frac{d}{du} x(u, v) \\ \frac{d}{dv} z(u, v) & \frac{d}{dv} x(u, v) \end{vmatrix}, \quad \zeta_z = \begin{vmatrix} \frac{d}{du} x(u, v) & \frac{d}{du} y(u, v) \\ \frac{d}{dv} x(u, v) & \frac{d}{dv} y(u, v) \end{vmatrix}.$$

В выражении (1) $\mathbf{i}, \mathbf{j}, \mathbf{k}$ – орты общей ДСК, а операция « $|\mathbf{M}|$ » означает вычисление определителя матрицы.

В данной работе, несмотря на возможные искажения в апертуре ФАР, раскрывы АЭ считаются плоскими, поэтому орты τ и ξ ДСК каждого АЭ, определяемые направлениями векторов напряженности электрического и магнитного полей, лежат в плоскости, касательной к поверхности $Z_0(u, v)$ в точке u, v . Уравнение такой касательной плоскости имеет вид:

$$\begin{vmatrix} X - x(u, v) & Y - y(u, v) & Z - z(u, v) \\ \frac{d}{du} x(u, v) & \frac{d}{du} y(u, v) & \frac{d}{du} z(u, v) \\ \frac{d}{dv} x(u, v) & \frac{d}{dv} y(u, v) & \frac{d}{dv} z(u, v) \end{vmatrix} = 0. \quad (2)$$

Вектор τ в данной постановке задачи может иметь множество направлений. До этого были наложены ограничения только на плоскость, которой $O\tau$ принадлежит. Для

уточнения направления вектора $O\tau$ были приняты во внимание геометрические положения АЭ, которые являются соседними с элементом u, v . Для этого в точке u, v вычислены приращения координат $x(u, v)$, $y(u, v)$ и $z(u, v)$ (см. рис. 5).

Из условий рисунка 5 лежащие в плоскости (2) составляющие вектора τ_1 имеют вид: $\tau^x_1 = x(u + du, v) - x(u, v)$, $\tau^y_1 = y(u + du, v) - y(u, v)$, $\tau^z_1 = z(u + du, v) - z(u, v)$. Координата $z(u + du, v)$ может быть вычислена из (2).

Аналогично из условий рисунка 5, используя приращения du и dv , вычисляются координаты τ_2 , ξ_1 и ξ_2 . В случае если $X_0(u, v), Y_0(u, v)$ – ортогональные плоскости, а $Z_0(u, v) = \text{const}$, векторы τ_1 , τ_2 , ξ_1 и ξ_2 будут взаимно перпендикулярны. Данные условия соответствуют случаю отсутствия геометрических искажений в плоском раскрыве ФАР. В противном случае, поскольку τ , ξ и ζ определяют орты ДСК $O\tau\xi\zeta$, их необходимо расположить перпендикулярно друг другу с образованием правой тройки векторов. Для этого вектор τ_2 повернут вокруг ζ на угол π рад, а векторы ξ_1 и ξ_2 – на углы минус и плюс $\pi/2$ рад соответственно. Вычисления проведены с использованием матрицы поворота вектора на угол α вокруг, в данном случае, вектора ζ .

$$M(\zeta, \alpha) = \begin{bmatrix} M_{1,1} & M_{1,2} & M_{1,3} \\ M_{2,1} & M_{2,2} & M_{2,3} \\ M_{3,1} & M_{3,2} & M_{3,3} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где

$$\begin{aligned} M_{1,1} &= \cos(\alpha) + [1 - \cos(\alpha)](\mathbf{i}, \zeta)^2, & M_{2,1} &= [1 - \cos(\alpha)](\mathbf{j}, \zeta)(\mathbf{i}, \zeta) + \sin(\alpha)(\mathbf{k}, \zeta), \\ M_{3,1} &= [1 - \cos(\alpha)](\mathbf{k}, \zeta)(\mathbf{i}, \zeta) - \sin(\alpha)(\mathbf{j}, \zeta), & M_{1,2} &= [1 - \cos(\alpha)](\mathbf{i}, \zeta)(\mathbf{j}, \zeta) - \sin(\alpha)(\mathbf{k}, \zeta), \\ M_{2,2} &= \cos(\alpha) + [1 - \cos(\alpha)](\mathbf{j}, \zeta)^2, & M_{3,2} &= [1 - \cos(\alpha)](\mathbf{k}, \zeta)(\mathbf{j}, \zeta) + \sin(\alpha)(\mathbf{i}, \zeta), \\ M_{1,3} &= [1 - \cos(\alpha)](\mathbf{i}, \zeta)(\mathbf{k}, \zeta) + \sin(\alpha)(\mathbf{j}, \zeta), & M_{2,3} &= [1 - \cos(\alpha)](\mathbf{j}, \zeta)(\mathbf{k}, \zeta) - \sin(\alpha)(\mathbf{i}, \zeta), \\ M_{3,3} &= \cos(\alpha) + [1 - \cos(\alpha)](\mathbf{k}, \zeta)^2. \end{aligned}$$

В выражении (3) операция (\mathbf{a}, \mathbf{b}) означает скалярное произведение векторов.

Координаты полученных векторов имеют вид:

$$\begin{aligned} \tau_2(u, v) &= M(\zeta, \pi)\tau_1(u, v); \\ \tau_3(u, v) &= M(\zeta, -\frac{\pi}{2})\xi_1(u, v); \\ \tau_4(u, v) &= M(\zeta, \frac{\pi}{2})\xi_2(u, v); \end{aligned} \quad (4)$$

Взаимное положение полученных с помощью (4) векторов приведено на рисунке 6.

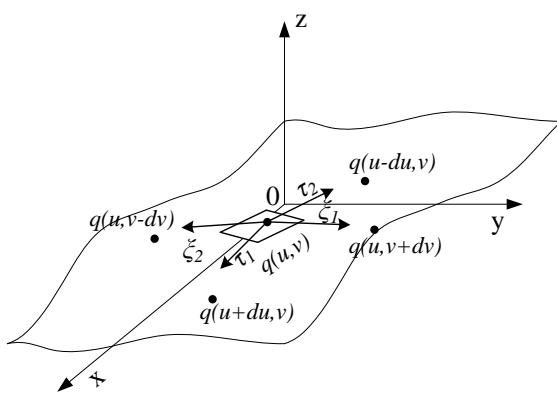


Рис. 5. Постановка задачи определения направлений осей $O\tau$ и $O\xi$

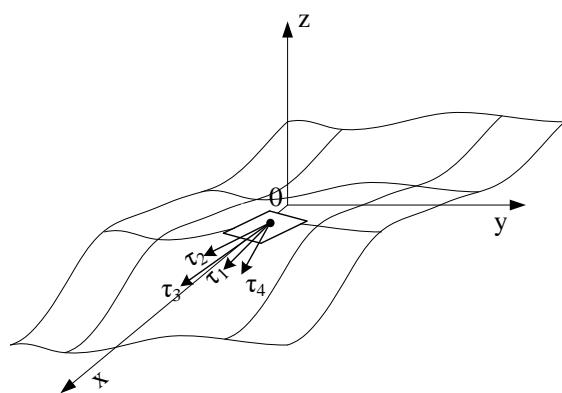


Рис. 6. Взаимное положение векторов τ_1 , τ_2 , τ_3 и τ_4

Для расчета координат τ вычислено среднее направление между τ_1 , τ_2 , τ_3 и τ_4 с помощью (5).

$$\begin{aligned}\tau^0(u, v) &= \boldsymbol{\tau}_1(u, v) + \boldsymbol{\tau}_2(u, v) + \boldsymbol{\tau}_3(u, v) + \boldsymbol{\tau}_4(u, v), \\ \boldsymbol{\tau}(u, v) &= \frac{\boldsymbol{\tau}^0(u, v)}{|\boldsymbol{\tau}^0(u, v)|},\end{aligned}\quad (5)$$

где « $|\boldsymbol{a}|$ » – операция вычисления модуля вектора.

Имея два направляющих вектора орт локальной системы координат, а именно $\boldsymbol{\tau}$ и $\boldsymbol{\zeta}$, может быть найден третий вектор $\boldsymbol{\xi}$ как результат векторного произведения $\boldsymbol{\zeta}$ и $\boldsymbol{\tau}$ или с использованием матрицы (3). В таком случае $\boldsymbol{\xi}(u, v)$ имеет вид:

$$\boldsymbol{\xi}(u, v) = M\left(\boldsymbol{\zeta}, \frac{\pi}{2}\right)\boldsymbol{\tau}(u, v). \quad (6)$$

С учетом того, что направляющие векторов орт локальной ДСК $\boldsymbol{\tau}$, $\boldsymbol{\xi}$ и $\boldsymbol{\zeta}$ определены в координатах общей ДСК, матрица поворота (пересчета координат двух ДСК) может быть записана следующим образом:

$$\mathbf{R}(u, v) = \begin{bmatrix} \tau_x(u, v) & \xi_x(u, v) & \zeta_x(u, v) \\ \tau_y(u, v) & \xi_y(u, v) & \zeta_y(u, v) \\ \tau_z(u, v) & \xi_z(u, v) & \zeta_z(u, v) \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Выражение (7) представляет собой матрицу пересчета координат точек из локальной ДСК в общую.

3. РАСЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИК НАПРАВЛЕННОСТИ ФАР ПРИ НАЛИЧИИ ЗАДАННЫХ ИСКАЖЕНИЙ АПЕРТУРЫ

В наиболее общей постановке выражение для ДН ФАР может быть записано в следующей форме:

$$\begin{aligned}F_\theta(\theta, \varphi) &= \sum_{u,v} \{ [(\boldsymbol{\theta}', \boldsymbol{\theta})_{u,v} E^\theta_{u,v} F'_{\theta}(\theta', \varphi')_{u,v} + (\boldsymbol{\varphi}', \boldsymbol{\theta})_{u,v} E^\varphi_{u,v} F'_{\varphi}(\theta', \varphi')_{u,v}] f(\theta, \varphi, u, v) \}, \\ F_\varphi(\theta, \varphi) &= \sum_{u,v} \{ [(\boldsymbol{\theta}', \boldsymbol{\varphi})_{u,v} E^\theta_{u,v} F'_{\theta}(\theta', \varphi')_{u,v} + (\boldsymbol{\varphi}', \boldsymbol{\varphi})_{u,v} E^\varphi_{u,v} F'_{\varphi}(\theta', \varphi')_{u,v}] f(\theta, \varphi, u, v) \},\end{aligned}\quad (12)$$

где $f(\theta, \varphi, u, v) = \exp \{ik[x(u, v) \sin(\theta) \cos(\varphi) + y(u, v) \sin(\theta) \sin(\varphi) + z(u, v) \cos(\theta)]\}$.

В выражении (9) $F_\theta(\theta, \varphi)$ и $F_\varphi(\theta, \varphi)$ - θ - и φ - компоненты векторной ДН ФАР в сферической системе координат, связанной с общей ДСК $Oxyz$; $\boldsymbol{\theta}$ и $\boldsymbol{\varphi}$ - орты той же сферической системы координат; $F'_{\theta}(\theta', \varphi')$ и $F'_{\varphi}(\theta', \varphi')$ - θ - и φ - компоненты векторной ДН АЭ в сферической системе координат, связанной с локальной ДСК $O\xi\zeta$; $\boldsymbol{\theta}'$ и $\boldsymbol{\varphi}'$ - орты той же сферической системы координат (см. рис. 7); E^θ и E^φ – комплексные амплитуды возбуждения θ - и φ - компоненты поля в АЭ. Взаимное положение орт локальной и общей систем координат приведено на рисунке 7.

Входящие в выражение (12) переменные могут быть найдены с использованием следующих соотношений:

- углы θ' и φ' , которые в системе координат $O\xi\zeta$ определяют направление, задаваемое в системе координат $Oxyz$ углами θ и φ

$$\begin{bmatrix} \cos(\theta') \cos(\varphi') \\ \cos(\theta') \sin(\varphi') \\ -\sin(\theta') \end{bmatrix} = \mathbf{R}(u, v)^{-1} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \cos(\varphi) \\ \cos(\theta) \sin(\varphi) \\ -\sin(\theta) \end{bmatrix}; \quad (13)$$

- проекция орта $\boldsymbol{\theta}'$ на орт $\boldsymbol{\theta}$ (скалярное произведение ортов $\boldsymbol{\theta}'$ и $\boldsymbol{\theta}$)

$$(\boldsymbol{\theta}', \boldsymbol{\theta}) = \mathbf{R}(u, v)^{-1} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \cos(\varphi) \\ \cos(\theta) \sin(\varphi) \\ -\sin(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \cos(\varphi) \\ \cos(\theta) \sin(\varphi) \\ -\sin(\theta) \end{bmatrix}; \quad (14)$$

- проекция орта $\boldsymbol{\theta}'$ на орт $\boldsymbol{\varphi}$ (скалярное произведение ортов $\boldsymbol{\theta}'$ и $\boldsymbol{\varphi}$)

$$(\boldsymbol{\theta}', \boldsymbol{\varphi}) = \mathbf{R}(u, v)^{-1} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \cos(\varphi) \\ \cos(\theta) \sin(\varphi) \\ -\sin(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\sin(\varphi) \\ \cos(\varphi) \\ 0 \end{bmatrix}; \quad (15)$$

– проекция орта $\boldsymbol{\varphi}'$ на орт $\boldsymbol{\theta}$ (скалярное произведение ортов $\boldsymbol{\varphi}'$ и $\boldsymbol{\theta}$)

$$(\boldsymbol{\varphi}', \boldsymbol{\theta}) = \mathbf{R}(u, v)^{-1} \begin{bmatrix} -\sin(\varphi) \\ \cos(\varphi) \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \cos(\varphi) \\ \cos(\theta) \sin(\varphi) \\ -\sin(\theta) \end{bmatrix}; \quad (16)$$

– проекция орта $\boldsymbol{\varphi}'$ на орт $\boldsymbol{\varphi}$ (скалярное произведение ортов $\boldsymbol{\varphi}'$ и $\boldsymbol{\varphi}$)

$$(\boldsymbol{\varphi}', \boldsymbol{\varphi}) = \mathbf{R}(u, v)^{-1} \begin{bmatrix} -\sin(\varphi) \\ \cos(\varphi) \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\sin(\varphi) \\ \cos(\varphi) \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (17)$$

Соотношения (7), (12)-(17) определяют математическую модель (ММ) излучающего раскрыва ФАР, необходимую для расчета характеристик направленности антенной решетки, имеющей геометрические искажения в апертуре.

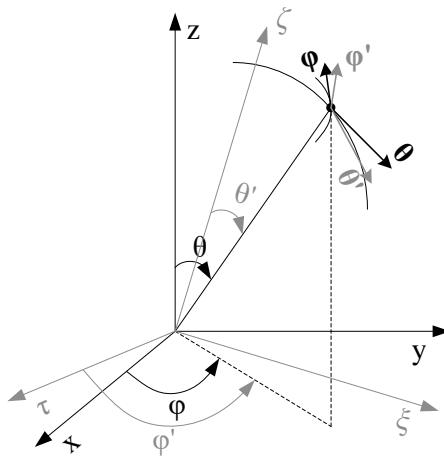


Рис. 7. Орты локальной и общей систем координат

Исследование влияния геометрических искажений апертуры на ДН заведомо плоских ФАР проведем на примере антенной решетки, которая характеризуется следующими параметрами:

- количество строк АЭ $U = 8$;
- количество столбцов АЭ $V = 12$;
- АФР по АЭ – равномерное;
- координаты фазовых центров АЭ заданы следующим образом:
 - $x(u, v) = \lambda \left[\frac{u}{2} + 0.6 \sin \left(\frac{\pi v}{2(V-1)} \right) \right]$;
 - $y(u, v) = \lambda \left[v + 0.4 \cos \left(\frac{\pi u}{2(U-1)} \right) \right]$;
 - $z(u, v) = 0.1 \lambda \sin \left(\frac{2\pi Y_0(u, v)}{\lambda(V-1)} \right) \cos \left(\frac{\pi X_0(u, v)}{\lambda(V-1)} \right)$,

где $u = 0, 1 \dots U - 1$, $v = 0, 1 \dots V - 1$, λ – длина волны на рабочей частоте.

Взаимное расположение АЭ такой ФАР, вычисленное с помощью (7)-(10), приведено на рисунке 8.

В качестве АЭ рассматривались раскрывы рупорных излучателей, широкая сторона которых ориентирована вдоль оси $O\xi$. Размер раскрыва рупорного излучателя $axb = \lambda \times 0,5\lambda$. Вектор поляризации электрического поля ориентирован вдоль оси $O\tau$. Геометрические размеры рупорного излучателя приведены на рисунке 9.

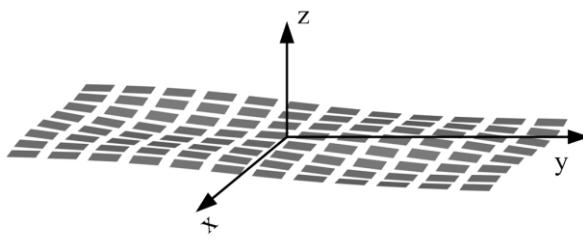


Рис. 8. Модель заведомо плоской ФАР, имеющей заданные геометрические искажения апертуры

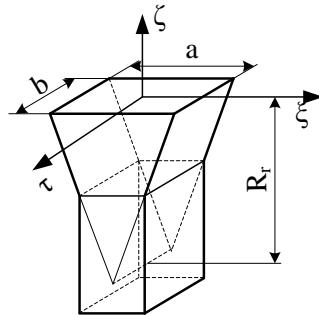


Рис. 9. Геометрические размеры АЭ

У рупорного АЭ, приведенного на рисунке 9, глубина $R_r = 3\lambda$.

Векторный потенциал АЭ в дальней зоне может быть вычислен следующим образом:

$$A^{\text{Э,М}}_{\infty}(R, \theta', \varphi') = \frac{\exp(-jkR)}{R} \int \mathbf{j}^{\text{Э,М}}(\tau, \xi) f(\theta', \varphi') dS, \quad (18)$$

где $f(\theta', \varphi') = \exp\{jk[\tau \sin(\theta') \cos(\varphi') + \xi \sin(\theta') \sin(\varphi')]\}$.

В выражении (18) применены следующие обозначения: $\mathbf{j}^{\text{Э,М}}(\tau, \xi)$ – распределение возбуждающих электрических и магнитных токов, k – волновое число, j – мнимая единица, R – расстояние до точки наблюдения ($R \rightarrow \infty$).

Поскольку $\mathbf{j}(\tau, \xi)$ в раскрыве рупорного излучателя имеет только τ -составляющую, составляющие векторного потенциала в дальней зоне могут быть вычислены следующим образом:

$$\begin{aligned} A_{\theta'}(\theta', \varphi') &= A_{\tau}(\theta', \varphi') \cos(\theta') \cos(\varphi'), \\ A_{\varphi'}(\theta', \varphi') &= -A_{\tau}(\theta', \varphi') \sin(\varphi'). \end{aligned} \quad (19)$$

Для перехода от векторных потенциалов к вектору напряженности электрического поля \mathbf{E} в дальней зоне необходимо вычислить:

$$\begin{aligned} E_{\theta'}(\theta', \varphi') &= -jk[W A^{\text{Э}}_{\theta' \infty}(\theta', \varphi') + A^{\text{М}}_{\varphi' \infty}(\theta', \varphi')], \\ E_{\varphi'}(\theta', \varphi') &= -jk[W A^{\text{Э}}_{\varphi' \infty}(\theta', \varphi') - A^{\text{М}}_{\theta' \infty}(\theta', \varphi')], \end{aligned} \quad (20)$$

где W – волновое сопротивление среды.

С учетом вышесказанного, используя выражение (12), могут быть вычислены составляющие ДН ФАР, имеющей геометрические искажения в апертуре. Распределение поля в раскрыве рупорного излучателя в данных расчетах задано следующим образом:

$$E_{\tau}(\tau, \xi) = \cos\left(\frac{\pi\xi}{a}\right) \exp\left[-j\pi \frac{\tau^2 + \xi^2}{\lambda R_r}\right]. \quad (21)$$

На рисунках 10–12 приведены сечения ДН в плоскостях $\varphi = 0$, $\varphi = 45^\circ$ и $\varphi = 90^\circ$ соответственно. Сплошной линией на каждом из рисунков показана ДН основной поляризации в отсутствии геометрических искажений раскрыва, штриховой линией – θ -составляющая ДН, штрих-пунктирной – φ -составляющая ДН. Необходимо отметить, что при отсутствии геометрических искажений апертуры кросс-поляризованные составляющие ДН обращаются в нуль. Все диаграммы направленности нормированы на максимальное значение ДН, соответствующее случаю отсутствия геометрических искажений. Направлениям в сферической системе координат, у которых угол θ отрицательный, соответствуют направления, у которых $\theta = |\theta|$, а $\varphi = \varphi + \pi$.

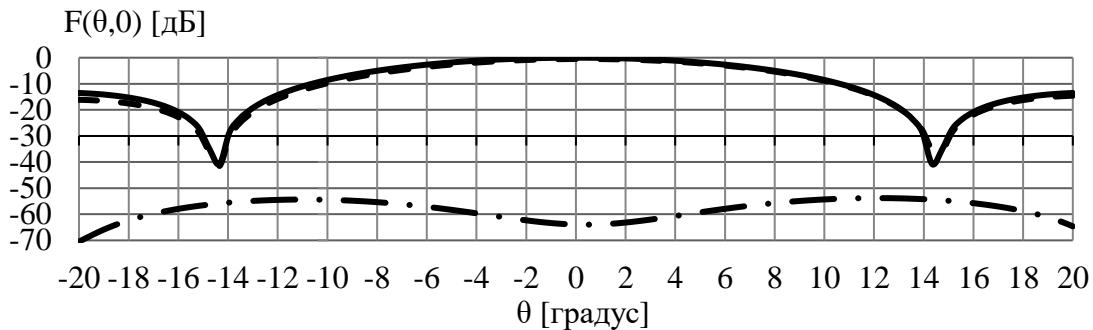


Рис. 10. ДН рассматриваемого излучающего раскрыва в сечении $\varphi = 0$

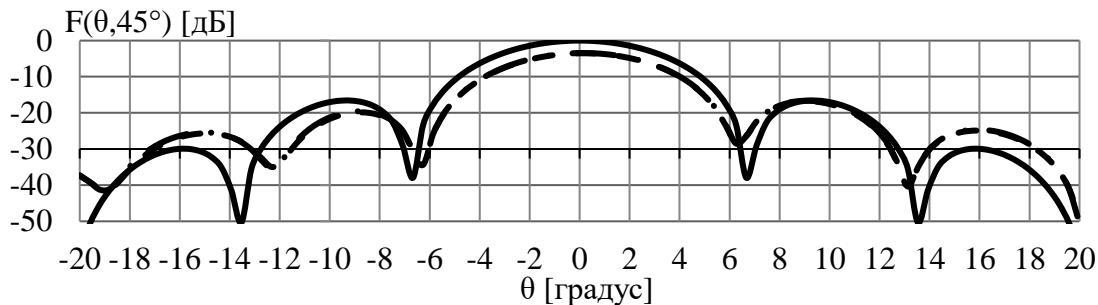


Рис. 11. ДН рассматриваемого излучающего раскрыва в сечении $\varphi = 45^\circ$

На рисунке 11 θ - и φ - компоненты ДН в выбранном масштабе графика совпадают.

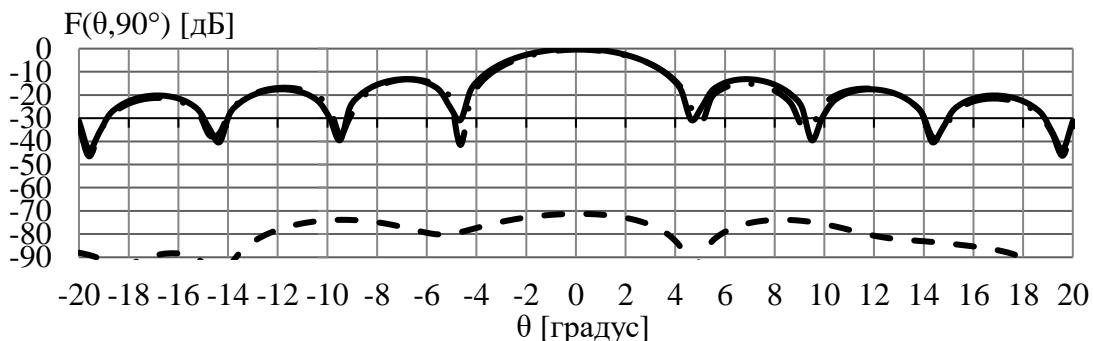


Рис. 12. ДН рассматриваемого излучающего раскрыва в сечении $\varphi = 90^\circ$

Полученные результаты показывают, что искажения геометрии апертуры заведомо плоских ФАР приводят, в первую очередь, к появлению искажений структуры боковых лепестков ДН и появлению кросс-поляризационной составляющей в излучении антенны. При этом главный лепесток ДН при заданных искажениях апертуры практически не изменяется ни по ширине, ни по уровню. Возникающее кросс-поляризованное излучение имеет слабую направленность и не повторяет форму ДН на основной компоненте поляризации.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Разработана ММ излучающего раскрыва ФАР, которая учитывает наличие геометрических искажений в апертуре антенны, заключающихся в смещении фазовых центров АЭ и их развороте относительно поверхности излучающего раскрыва.

На первом этапе разработки ММ вычислены координаты направляющих векторов нормали к заданной поверхности в узлах u, v и построены уравнения касательных плоскостей в этих точках. Далее с использованием полученных результатов определены орты локальной системы координат, связанной с узлами u, v и с направлениями

векторов напряженностей электрического и магнитного полей в раскрыве АЭ. Вычисления проведены с учетом геометрического положения соседних узлов заданной поверхности. Полученные орты определяют матрицу поворота локальной системы координат относительно общей.

2. Разработанная ММ позволяет исследовать взаимосвязь параметров нарушения поверхности апертуры с изменением амплитудной и поляризационной характеристиками направленности антенны. Влияние нарушения формы поверхности раскрыва при рассмотренных величинах искажений практически не приводит к изменению главного луча ДН ни по ширине, ни по уровню. Наиболее значимые изменения характеристик направленности связаны:

- с изменением структуры и уровня боковых лепестков ДН ФАР;
- с появлением кросс-поляризованной составляющей ДН, являющейся в отличие от основной компоненты слабонаправленной.

Основная практическая значимость разработанной ММ выражается в трех факторах:

I. ММ позволяет оценить характеристики направленности излучающего раскрыва (в том числе и поляризационные) при известных параметрах его искажения;

II. ММ позволяет обосновать требования к точности построения излучающего раскрыва и установки АЭ при заданных требованиях на характеристики направленности ФАР, таких как огибающая уровня боковых лепестков и кросс-поляризационная составляющая излучения антенны;

III. ММ может быть использована как часть алгоритма синтеза антенных решеток, у которых поверхность апертуры является сложной и задается в параметрической форме.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ви У.Н., Калошин В.А., Ле Д.Т. Многолучевые волноводно-щелевые антенные решетки с бифокальными диаграммо-образующими системами // Журнал радиоэлектроники. 2020. №3. [электронный журнал]. <http://jre.cplire.ru/jre/mar20/13/text.pdf>.
2. Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн. Советское радио, 1970. 384 с.
3. Rocca P. Analysis of the pattern tolerances in linear arrays with arbitrary amplitude errors // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2013. Vol. 12. P. 639-642.
4. Маслов О.Н., Раков А.С., Силкин А.А. Статистические характеристики поля решетки апертурных случайных антенн // Радиотехника и электроника. 2013. Т. 58. № 11. С. 64-75.
5. Красильникова Е.П., Маслов О.Н., Раков А.С. Моделирование статистических характеристик электромагнитного поля апертурной случайной антенны // Инфокоммуникационные технологии. 2014. Т. 12. № 2. С. 78-86.
6. Зимина С.М. Влияние флюктуаций весового вектора на статистические характеристики адаптивной антенной решетки с нелинейной флюктуацией в цепи обратной связи, настраиваемой по алгоритму LMS с квадратичным ограничением // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2014. № 4. С.26-32.
7. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров). М.: Наука, 1977.832 с.

REFERENCES

1. Vi U.N., Kaloshin V.A., Le D.T. Multi-beam wave-slotted antenna arrays with bifocal diagram-forming systems // Journal of Radioelectronics. 2020. №3. [electronic journal]. <http://jre.cplire.ru/jre/mar20/13/text.pdf>.
2. Shifrin Y.S. Voprosy statisticheskoi antennae. Sovetskoe radio, 1970. 384 p.

3. Rocca P. Analysis of the pattern tolerances in linear arrays with arbitrary amplitude errors // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2013. Vol. 12. P. 639-642.
4. Maslov O.N., Rakov A.S., Silkin A.A. Statistical characteristics of the field of the grid of aperture random antennas // Radio engineering and electronics. 2013. T. 58. № 11. P. 64-75.
5. Krasilnikova E.P., Maslov O.N., Rakov A.S. Modeling of statistical characteristics of the electromagnetic field of the aperture random antenna // Infocommunication technologies. 2014. T. 12. № 2. P. 78-86.
6. Zimina S.M. The influence of fluctuations of the weight vector on the statistical characteristics of the adaptive antenna array with nonlinear fluctuation in the feedback circuit, adjustable by the LMS algorithm with a quadratic constraint // Physics of wave processes and radio engineering systems. 2014. № 4. P. 26-32.
7. Korn G., Korn T. Handbook of Mathematics (for Scientists and Engineers). M.: Nauka, 1977. 832 p.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЗВОЛНОВАННОЙ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ ДЛЯ РАСЧЕТА ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА

Т.И. Тагаев¹, Г.А. Бабанин¹, А.К. Ермаков¹, Н.В. Поваренкин¹

¹Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения (СПб ГУАП), Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В статье рассматриваются основные способы моделирования взволнованной морской поверхности, применяемой для расчета сигнала, отраженного от низколетящей цели. Производится моделирование двумерных поверхностей с сохранением статистических характеристик моря. В статье предлагается метод расчета поверхностей больших размеров, которые не могут обычно быть помещены в память компьютера при моделировании.

Ключевые слова: взволнованная морская поверхность. JONSWAP, спектр Пирсона-Московица, многомерное нормальное распределение.

MATHEMATICAL MODELING OF A DISTURBED SEA SURFACE TO CALCULATE THE REFLECTED SIGNAL

T.I. Tagaev¹, G.A. Babanin¹, A.K. Ermakov¹, N.V. Povarenkin¹

¹St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation (SPb SUAI), St. Petersburg, Russia

Abstract. The article considers the basic ways of modeling the agitated sea surface used to calculate the signal that was reflected. Modeling of two-dimensional surfaces with preservation of statistical characteristics of the sea is performed. The paper proposes a method for calculating surfaces of large dimensions, which cannot usually be placed in computer memory when modeling.

Keywords: agitated sea surface. JONSWAP, Pearson-Moskowitz spectrum, multivariate normal distribution.

1. ВВЕДЕНИЕ

Радиолокация низколетящей цели является важной проблемой в радиотехнике. Для проверки эффективности различных алгоритмов решения данной задачи часто используются математические модели радиолокационной обстановки. Наиболее простым случаем является радиолокация цели, находящейся над зеркальной поверхностью. Сигнал от поверхности в данном случае может рассматриваться как принимаемый от антипода, находящегося ниже поверхности на высоту, равную высоте цели. Для создания модели сигнала, отраженного от шероховатой подстилающей поверхности, необходимо смоделировать эту поверхность. Самым распространенным случаем шероховатой поверхности с известными статистическими характеристиками является взволнованная морская поверхность. Для упрощения модели она часто представляется цилиндрической. Это означает, что можно рассматривать отражение не от всей двумерной поверхности, а только от ее одномерного сечения. Под двумерной поверхностью в данном случае подразумевается поверхность, описываемая функцией двух переменных, под одномерной, соответственно, описываемая функцией одной переменной. Точные модели двумерной морской поверхности требуют больших вычислительных мощностей и объемов памяти, поэтому в данной статье начнем с

формирования одномерных поверхностей, а затем перейдем к небольшим двумерным поверхностям и методам расчета больших.

2. ОДНОМЕРНЫЕ МОДЕЛИ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ

Существует два основных метода моделирования морской поверхности: спектральный метод, в котором поверхность формируется из пространственного спектра морского волнения, и статистический метод, подразумевающий формирование поверхности исходя из статистических характеристик морского волнения. Были получены различные эмпирические спектры морского волнения, основными из которых являются спектр Пирсона–Московица и JONSWAP (Joint North Sea Wave Project). Такие спектры являются справедливыми, если ветер устойчиво дует в течении длительного времени на большой площади. Таким образом получается так называемое полностью развитое море, в котором размер волны является максимальным теоретически возможным для ветра определенной силы, продолжительности и скорости. Дальнейшее воздействие данного ветра не будет способствовать увеличению длины волны из-за рассеивания энергии ввиду разрушения вершин волн и образования «Белых шапок».[1] Спектр Пирсона–Московица, разработанный в 1964 году, является исторически более ранним является и использовался в СССР вместе с 9-ти бальной шкалой оценивания интенсивности морского волнения, представленной в таблице 1. Входным параметром данного спектра является высота трехпроцентной обеспеченности – такая высота волны, вероятность превышения которой составляет 3%. Спектральная плотность энергии Пирсона–Московица определяется выражением (1)[2]:

$$S(\omega) = 7.06\pi \frac{D_r}{\bar{\omega}} \left(\frac{\omega_m}{\omega} \right)^5 \exp \left(-1.25 \left(\frac{\omega_m}{\omega} \right)^4 \right), \quad (1)$$

где $\bar{\omega} = \frac{2\pi}{\bar{T}}$ - средняя частота волнения;

$\bar{T} = 3.1\sqrt{h_{3\%}}$ - средний период волнения;

$\omega_m = 0.7\bar{\omega}$ - частота максимума спектра;

$D_r = \sqrt{\frac{h_{3\%}}{5.29}}$ - дисперсия высоты волны;

$h_{3\%}$ - высота трехпроцентной обеспеченности.

Таблица 1. шкала оценивания интенсивности волнения

Волнение, баллы	$h_{3\%}$, м	Скорость ветра, м/с
1	0-0.25	0.5-2
2	0.25-0.75	2-3
3	0.75-1.25	3-5
4	1.25-2.0	5-8
5	2.0-3.5	8-11
6	3.5-6.0	11-14
7	6.0-8.5	14-17
8	8.5-11	17-20.5
9	>11	>21

Рассчитанная модель спектра для двумерной поверхности представлена на рисунке. 1.

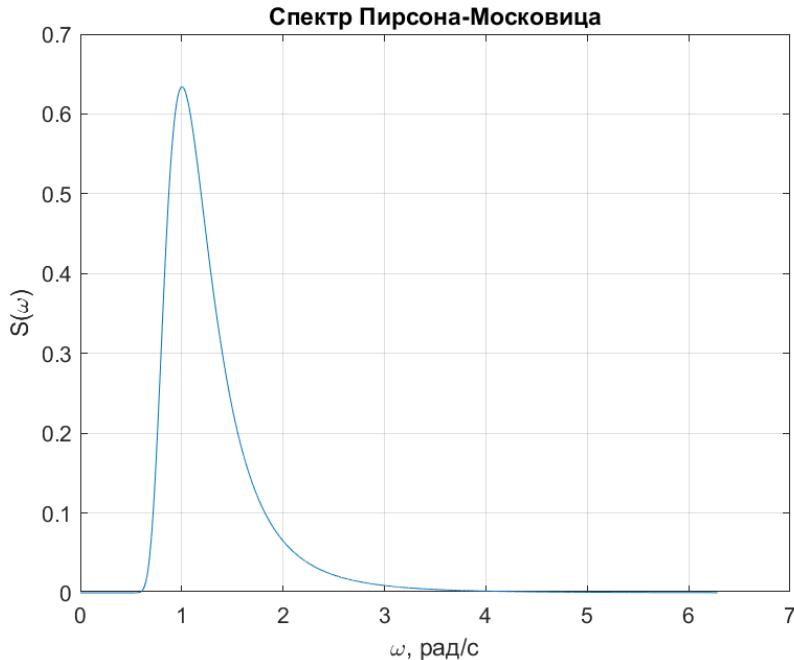


Рис. 1. Спектр Пирсона-Московица.

За рубежом чаще используют спектр JONSWAP он отличается от спектра Пирсона-Московица наличием дополнительного искусственного множителя, улучшающего соответствие измерениям. Этот множитель уточняет форму горба спектра морской поверхности. Спектр JONSWAP определяется выражением (2)[3]:

$$S(\omega) = \frac{ag^2}{\omega^5} \exp\left(-\frac{5}{4}\left(\frac{\omega_m}{\omega}\right)^4\right) \cdot \gamma^{\exp\left(-\frac{(\omega-\omega_m)^2}{2\sigma^2\omega_m^2}\right)}, \quad (2)$$

где g – ускорение свободного падения;

$a = 0,076 \bar{X}^{-0,22}$ – интенсивность спектра, которая относится к скорости ветра и длине волны;

$\bar{X} = \frac{gx}{U^2}$ – U это скорость ветра на высоте 10 м над уровнем моря, x – длина выборки;

γ – множитель, уточняющий форму горба волны, определяемый в диапазоне от 1.5 до 6, обычно используют значение 3,3;

σ – коэффициент формы пика, его значения определяются выражением: $\sigma = \begin{cases} 0.07, & \omega \leq \omega_m \\ 0.09, & \omega > \omega_m \end{cases}$

ω_m – пикивая частота волны, которая является максимальным значением, появившимся в частотном спектре, $\omega_m = 22\left(\frac{g}{U}\right) \cdot \bar{X}^{-0,33}$

Скорость U можно определить по принятой всемирной метеорологической организацией 12-ти балльной шкале Бофорта. Таким образом, входными параметрами модели спектра морского волнения JONSWAP являются скорость ветра над морем и коэффициент формы пика.

Для формирования отрезка реализации случайного гауссовского процесса воспользуемся методом дискретного преобразования Фурье. Разобьем частотную область на соприкасающиеся полосы одинаковой ширины $\Delta\omega$, как показано на рисунке

2. В таком случае, сумму гармоник случайного процесса, попадающих в i -тую полосу, можно заменить на одно гармоническое колебание, обладающее частотой ω_i , амплитудой A и случайной начальной фазой φ_i , обладающей равномерным законом распределения от 0 до 2π . Случайный процесс будет иметь вид:

$$\xi(t) = \sum_{i=1}^{\infty} A \cdot \cos(\omega_i t + \varphi_i) \quad (3)$$

Амплитуда A определяется выражением:

$$A_i = \sqrt{2S(\omega_i)\Delta\omega} \cdot z_i, \quad (4)$$

где z_i - массив случайных чисел с нулевым математическим ожиданием и единичным СКО.

Из рисунка 4 видно, что закон распределения высот случайной поверхности соответствует ожидаемому так как данный график построен для высоты трехпроцентной обеспеченности 2 м и вероятность превышения волнной высоты 2 м составляет около 3%.

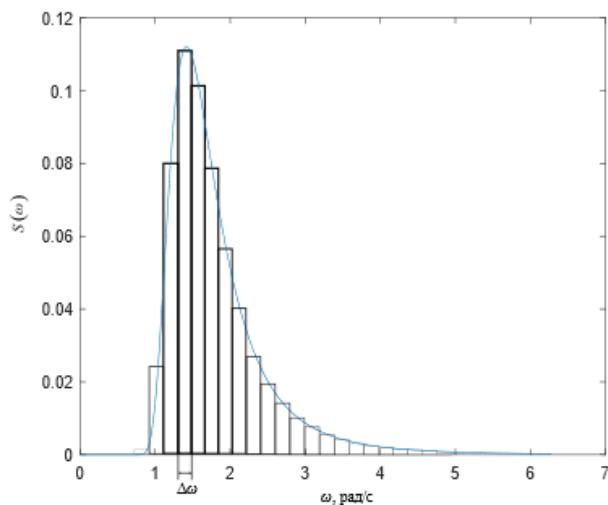


Рис. 2. Спектр Пирсона-Московица, разделенный на полосы шириной $\Delta\omega$

Модель участка двумерной морской поверхности длиной 1 километр представлена на рисунке 3.

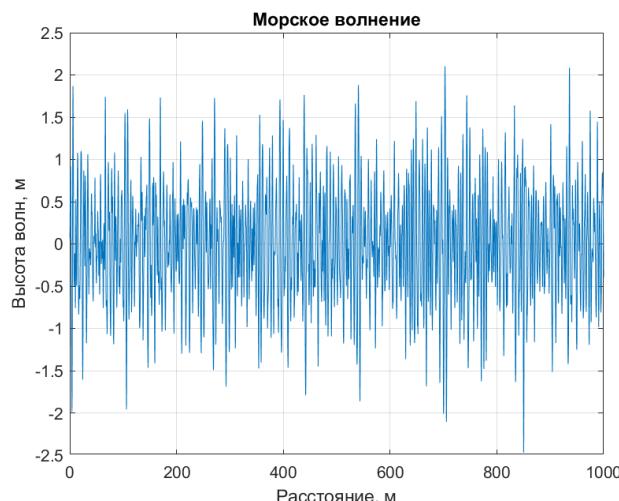


Рис. 3. Модель участка одномерной морской поверхности, полученная из пространственного спектра JONSWAP.

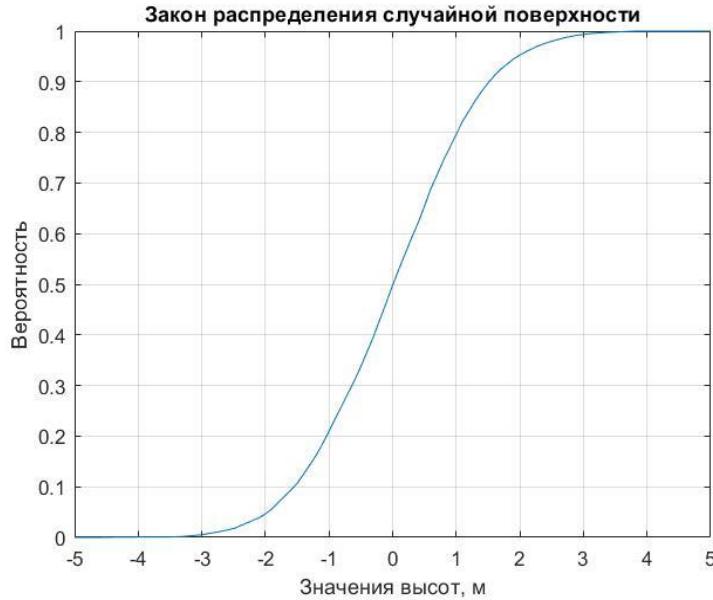


Рис. 4. Закон распределения одномерной случайной поверхности.

Приведенный выше анализ статистических характеристик цилиндрической поверхности показывает, что морская поверхность, построенная при помощи метода дискретного преобразования Фурье из пространственного спектра JONSWAP, обладает нормальным распределением и является коррелированной. Из этого следует, что в качестве одномерного участка морской поверхности может быть использован случайный гауссов процесс с нулевым математическим ожиданием, заданными среднеквадратическим отклонением(СКО) и интервалом корреляции. В таком случае, закон распределения будет определяться выражением (5).

$$f(x) = \sqrt{\frac{2D}{Nl\sqrt{\pi}}} e^{-\frac{2x^2}{l^2}}, \quad (5)$$

где D – длина участка морской поверхности;

l – интервал корреляции поверхности;

N – количество точек на поверхности.

Реализация участка морской поверхности приведена на рисунке 5 и определяется через преобразование фурье от произведения обратных преобразований фурье от случайного белого шума с дисперсией σ и закона распределения:

$$\xi(x) = \sqrt{\frac{2D}{Nl\sqrt{\pi}}} F^{-1} \left\{ F\{Z\sigma\} \cdot F\left\{ e^{-\frac{2x^2}{l^2}} \right\} \right\}, \quad (6)$$

где Z – реализация гауссова процесса с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией;

$F\{ \}$ - прямое преобразование Фурье;

σ - СКО.

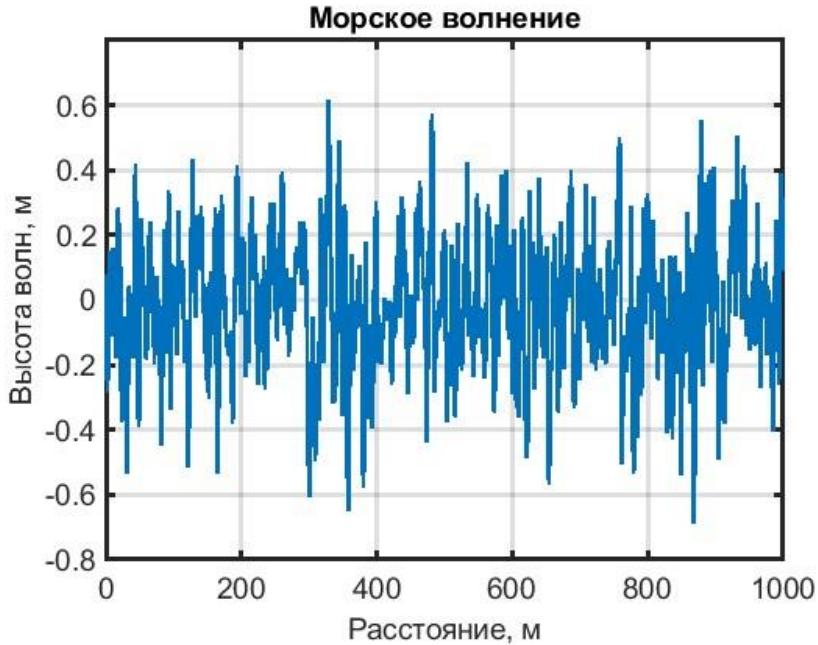


Рис. 5. Модель участка одномерной морской поверхности, полученной из закона распределения.

3. ДВУМЕРНЫЕ МОДЕЛИ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ

Переходя к моделированию двумерной морской поверхности необходимо преобразовать пространственный спектр JONSWAP в двумерный путем его домножения на функцию направленного распространения[4], определяемую как:

$$D_{ITTC}(\theta) = \frac{2}{\pi} \cos^2 \theta, \quad (7)$$

где θ - определяется выражением ($|\theta| \leq \frac{\pi}{2}$)

Конечный спектр описывается выражением(8) и имеет вид, представленный на рисунке 6:

$$S(\omega, \theta) = \frac{ag^2}{\omega^5} \exp \left[-\frac{5}{4} \left(\frac{\omega_m}{\omega} \right)^4 \right] \cdot \gamma \exp \left[-\frac{(\omega - \omega_m)^2}{2\sigma^2 \omega_m^2} \right] \cdot \frac{2}{\pi} \cos^2 \theta \quad (8)$$

Случайная поверхность, полученная при помощи выражения (8) приведена на рисунке 7. Данная поверхность является случайной и подходит для моделирования множества реализаций сигнала, отраженного от шероховатой подстилающей поверхности.

Такой метод пригоден для моделирования множества реализаций взволнованной морской поверхности при различных скоростях ветра. Каждая реализация будет обладать характеристиками коррелированного гауссова процесса и являться случайной. Однако, ввиду наличия суммирования в методе дискретного преобразования Фурье и большого количества точек двумерного пространственного спектра, моделирование таким способом хоть и является наиболее точным, требует большого количества времени.

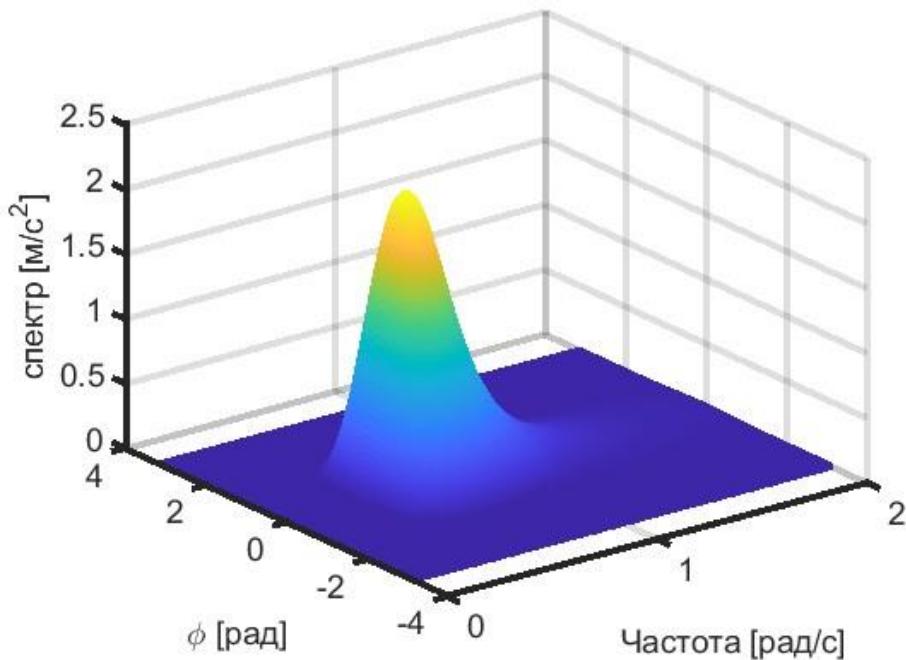


Рис. 6. Двумерный пространственный спектр JONSWAP.

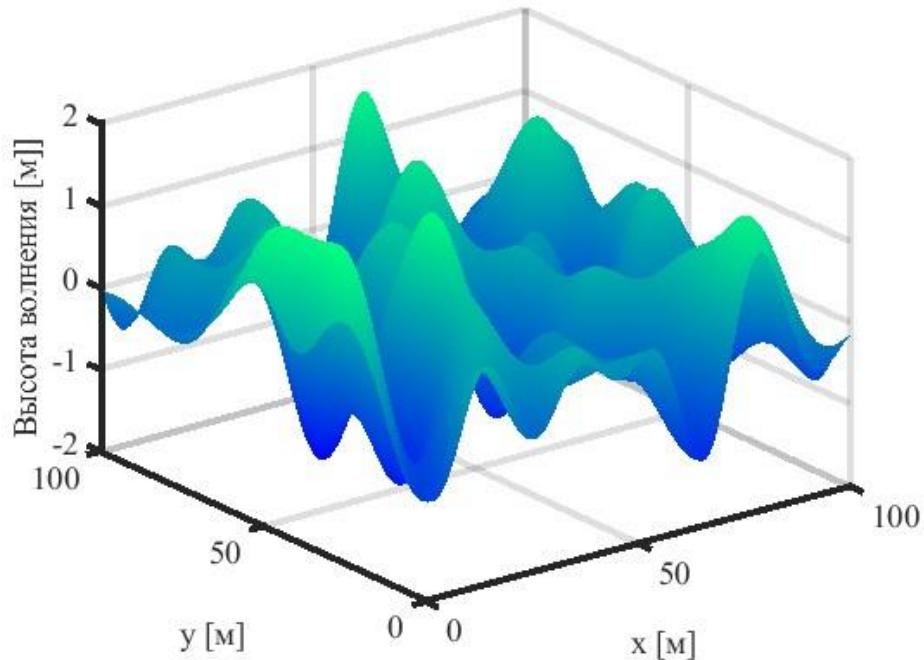


Рис. 7. Реализация морской поверхности при скорости ветра 10 м/с.

Для уменьшения времени моделирования с сохранением статистических характеристик поверхности воспользуемся формированием случайного процесса из двумерного нормального закона распределения. Двумерная функция распределения в данном случае определяется выражением (9) и приведена на рисунке 8.

$$f(x, y) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{D_x D_y}{N_x N_y l^2}} e^{-\frac{2(x^2 + y^2)}{l^2}}, \quad (9)$$

где D_x , D_y - длина и ширина моделируемого участка поверхности;
 N_x , N_y - количество точек моделирования подлине и ширине соответственно.

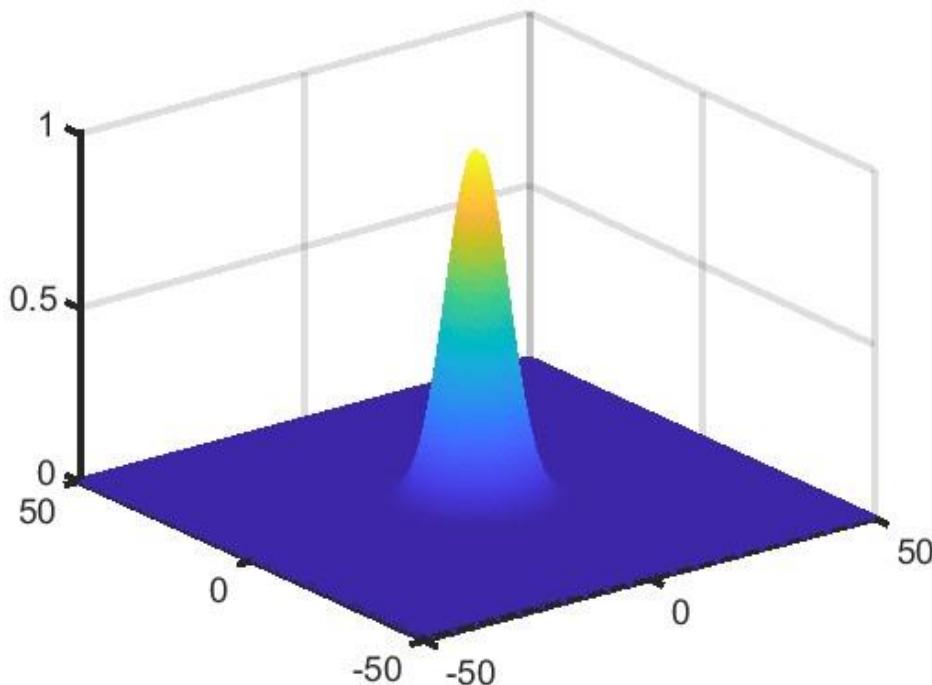


Рис. 8. Двумерная функция распределения.

Для получения реализации воспользуемся двумерным прямым и обратным преобразованием Фурье аналогично пункту I:

$$\xi(x, y) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{D_x D_y}{N_x N_y l^2}} F^{-1} \left\{ F \{ Z \sigma \} \cdot F \left\{ e^{-\frac{2(x^2 + y^2)}{l^2}} \right\} \right\} \quad (9)$$

Реализация, полученная из нормального распределения приведена на рисунке 9.

Для моделирования сигнала, отраженного от поверхности, блестящие точки на поверхности выбираются с шагом, равным или меньшим $\frac{\lambda}{8}$. В таком случае, при моделировании поверхности, приближенной к реальной по размерам, например 40 километров длиной и 5 километров шириной, требуется очень большие объемы оперативной памяти только для хранения массива высот поверхности, и еще большие для выполнения операций с ним.

Для решения данной проблемы вернемся к пространственному спектру. Согласно нему, наибольшая частота из эффективной ширины гораздо ниже, чем необходима для моделирования сигнала. По теореме Кательникова возьмем частоту дискретизации больше чем вдвое выше наибольшей частоты спектра. Благодаря чему возможно создать модель подходящих размеров, но не подходящей частоты дискретизации, показанную на рисунке 10.

Получив подобным образом поверхность больших размеров, разобъем ее на небольшие участки в каждом из которых необходимо найти значения высот, расположенные с шагом $\frac{\lambda}{8}$ для построения модели сигнала. Для этого в пределах каждого участка применим бикубическую интерполяцию. При ее использовании

значение функции в искомой точке вычисляется через ее значения в 16 соседних точках, расположенных в вершинах квадратов на плоскости xOy . У данного метода будет только один недостаток: функция ошибки, под которой понимается в данном случае разница между реальными высотами и интерполированными будет резко возрастать на границах участков, что показано на рисунке 11.

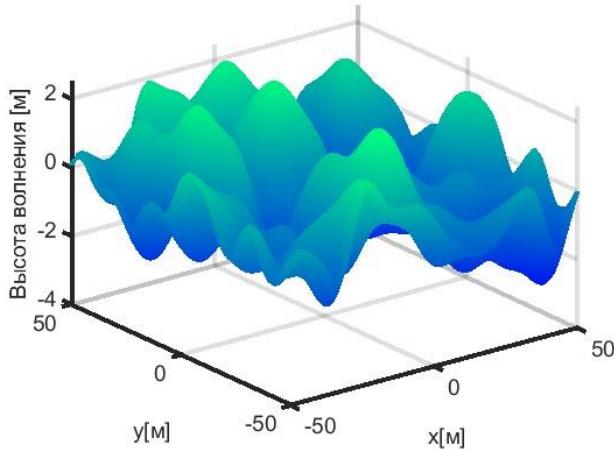


Рис. 9. Реализация морской поверхности интервале корреляции 10 метров и СКО высот поверхности 1 метр.

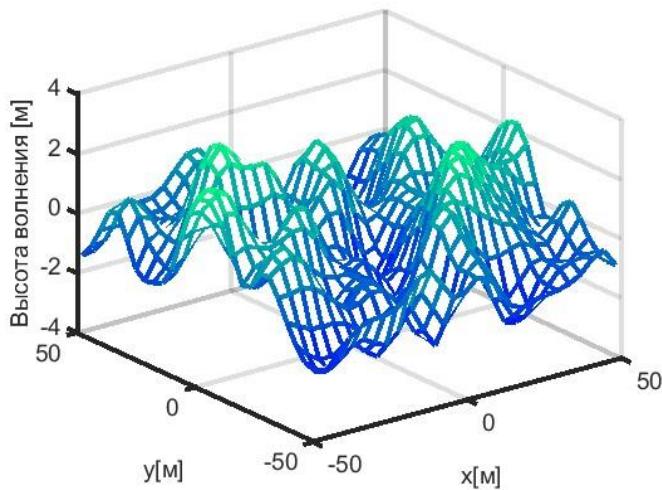


Рис. 10. Модель участка морской поверхности при частоте дискретизации, равной удвоенной верхней частоте пространственного спектра.

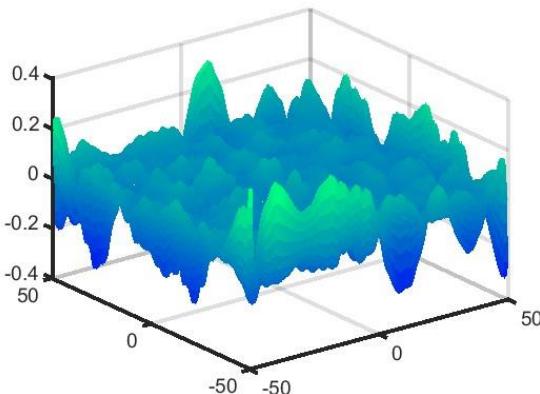


Рис. 11. Функция разности между реальной поверхностью и ее интерполированными значениями.

От данной проблемы можно избавиться если для вычислений брать участок большего размера, а затем обрезать края полученной функции.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, мы получили модель подстилающей поверхности произвольного размера, которую можно полностью хранить в памяти компьютера и производить требуемые операции лишь с отдельными ее участками последовательно. Такая модель может быть применена в определенных методах моделирования сигнала, например методе Кирхгоффа, однако далеко не все методы позволяют так обрабатывать сигнал. Она не применима для метода конечных разностей, так как в нем требуется обрабатывать множество точек пространства, и каждая точка влияет на сигнал в каждый момент времени.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ralf Weisse , Hans Storch Marine Climate and Climate Change Storms, Wind Waves and Storm Surges. - Springer, 2010. - 219 c.
2. Тверской Г.Н. Имитаторы эхосигналов судовых радиолокационных станций. / Г.Н. Тверской, Г.К. Терентьев, И.П. Харченко. Л.: Судостроение, 1973. 224 с
3. Zunyi Xu. Three-dimensional Ocean Wave Simulation Based on Directional Spectrum / Zunyi Xu., Qiuying Guo, , Ying Oun Sun. : Applied Mechanics and Materials, 2011 94-96 c
4. Qiuying Guo, Simulation of deep-water waves based on JONSWAP spectrum and realization by MATLAB / Qiuying Guo, Zunyi xu: International Conference on Geoinformatics, 2011.

REFERENCES

1. Ralf Weisse , Hans Storch Marine Climate and Climate Change Storms, Wind Waves and Storm Surges. - Springer, 2010. - 219 c.
2. Tverskoy G.N. Simulators of ship radar echoes. / G.N. Tverskoy, G.K. Terentyev, and I.P. Kharchenko. L.: Shipbuilding, 1973. 224 c
3. Zunyi Xu. Three-dimensional Ocean Wave Simulation Based on Directional Spectrum / Zunyi Xu., Qiuying Guo, , Ying Oun Sun. : Applied Mechanics and Materials, 2011 94-96 c
4. Qiuying Guo, Simulation of deep-water waves based on JONSWAP spectrum and realization by MATLAB / Qiuying Guo, Zunyi xu: International Conference on Geoinformatics, 2011.

МЕТОД ПЕЛЕНГАЦИИ ИСТОЧНИКОВ ЛИНЕЙНОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ НА ОСНОВЕ ЭКСТРЕМАЛЬНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ

Л. В. Винник, В. В. Задорожный, А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, В. В. Шацкий
ФГУП «Ростовский научно-исследовательский институт радиосвязи» (РНИИРС),
Ростов-на-Дону, Российская Федерация

Аннотация. Предложен метод пеленгации источников линейной цифровой антенной решеткой на основе экстремальной фильтрации. Метод основан на выделении чередующихся максимумов и минимумов в положительных и отрицательных полуволнах распределений комплексных амплитуд сигналов в каналах линейной цифровой антенной решетки. Установлено, что такой подход позволяет оценивать пространственные частоты точечных источников и разрешать два близко расположенных источника. При этом показано, что угловое разрешение метода теоретически почти в два раза превышает разрешающую способность, определяемую критерием Рэлея. В ходе численных исследований продемонстрировано, что работоспособность метода зависит от среднеквадратического отклонения шума в приемных каналах цифровой антенной решетки. Полученные результаты показали, что метод может быть использован при значениях среднеквадратического отклонения не более 0,2, а при увеличении этого значения происходит рост числа гармоник в пространственном спектре сигнала, которые «маскируют» пространственные гармоники, соответствующие источникам радиоизлучения.

Ключевые слова: цифровая антенная решетка, пеленгация источников, метод экстремальной фильтрации, спектр пространственных частот.

THE METHOD OF DIRECTION FINDING OF SOURCES BY A LINEAR DIGITAL ANTENNA ARRAY BASED ON EXTREME FILTRATION

L. V. Vinnik, V. V. Zadorozhny, A.V. Litvinov, S. E. Mishchenko, V. V. Shatsky

Federal State Unitary Enterprise "Rostov Scientific Research Institute of Radio
Communications" (RNIIRS), Rostov-on-Don, Russian Federation

Abstract. A method of direction finding of sources by a linear digital antenna array based on extreme filtering is proposed. The method is based on the allocation of alternating maxima and minima in the positive and negative half-waves of the received distributions of complex signal amplitudes in the channels of a linear digital antenna array. It is established that such an approach makes it possible to estimate the spatial frequencies of point sources and to resolve two closely located sources. It is shown that the angular resolution of the method is theoretically almost twice the resolution determined by the Rayleigh criterion. Numerical studies have demonstrated that the efficiency of the method depends on the standard deviation of noise in the receiving channels of the digital antenna array. The results obtained showed that the method can be used at values of the RMS deviation of no more than 0.2, and with an increase in this value, the number of harmonics in the spatial spectrum of the signal increases, which "mask" the spatial harmonics corresponding to the sources of radio emission.

Keywords: digital antenna array, direction finding of sources, extreme filtering method, spatial frequency spectrum.

1. ВВЕДЕНИЕ

Для решения задачи пеленгации традиционно используют дискретное преобразование Фурье (ДПФ) [1]. При этом процесс пеленгации состоит в том, что проверяют гипотезы о пространственном распределении источников путем когерентного сложения сигналов каналов ЦАР с заданных направлений. Достоинством данного подхода является высокая устойчивость метода в условиях приема слабых сигналов по отношению к уровню внутренних шумов каналов. Это связано с тем, что сложение шумов каналов при проверке гипотез происходит некогерентно. Недостатки метода заключаются в том, что разрешающая способность традиционного метода пеленгации ограничена критерием Рэлея, а также относительно большие вычислительные затраты при проверке гипотез. Для сокращения числа операций ДПФ обычно его заменяют быстрым преобразованием Фурье (БПФ) [1]. При этом обоим алгоритмам присущи общие недостатки, обусловленные влиянием «гребешковых искажений» и эффектом «растекания спектра» [2]. В настоящее время для формирования пеленгационного рельефа могут использоваться методы углового сверхразрешения типа Кейпона [3]. Основные недостатки данных методов заключаются в больших вычислительных затратах на формирование и обращение корреляционных матриц сигналов, а также в том, что принимаемые сигналы должны слабо коррелировать друг с другом. В качестве альтернативы методам и алгоритмам, основанным на ДПФ и обращении корреляционных матриц сигналов, можно рассматривать методы виртуального раскрыва [4], а также методы экстремальной фильтрации (ЭФ) [5] и декомпозиции на эмпирические моды (DEM) [6], которые для решения задачи пеленгации источников предполагают анализ пространственной структуры принимаемых сигналов. Метод виртуального раскрыва предполагает, что принимаемые сигналы каналами ЦАР следует экстраполировать на виртуальный раскрыв большего размера, чем реальный. Методы ЭФ и DEM в цифровой обработке используют для спектрального анализа вместо ДПФ. Их достоинством является высокая вычислительная эффективность (особенно это относится к методу ЭФ). Однако в известной литературе применение этих методов для решения задач пеленгации источников не рассматривалось. В связи с этим представляет интерес развитие научно-методического аппарата экстремальной фильтрации сигналов применительно к задачам обработки сигналов в ЦАР.

Цель работы состоит в повышении угловой разрешающей способности ЦАР и оценке границ применимости метода экстремальной фильтрации для пеленгации источников радиоизлучения.

Решаемые задачи

- 1 Обоснование метода пеленгации на основе метода ЭФ.
- 2 Численная проверка работоспособности метода.

2. ОБОСНОВАНИЕ МЕТОДА

Пусть в направлениях u_1 и u_2 расположены два близко расположенных точечных источника узкополосных высокочастотных сигналов, законы модуляции которых описывают нормированные комплексные функции $g_1(t)$ и $g_2(t)$. Эти сигналы принимает M -элементная линейная эквидистантная ЦАР.

Необходимо определить пространственные координаты источников сигналов.

В общем случае на выходах приемных каналов с точностью до постоянного множителя формируются комплексные огибающие сигналов, которые можно представить выражениями вида

$$s_m(t) = \sum_{n=1}^2 a_n \exp(i\psi_n) f_0(u_n) \exp(ikx_m u_n) g_n(t - \tau_n) \exp(i(\omega + \Omega_n)(t - \tau_n)) + \eta_m(t), \quad (1)$$

где a_n, ψ_n – эффективная амплитуда и начальная фаза n -го источника сигнала; $f_0(u)$ – ДН одиночного антенного элемента; $k = 2\pi/\lambda$ – коэффициент фазы (волновое число); $x_m = d(m - 0.5(M+1))$ – координата фазового центра m -го антенного элемента в составе ЦАР; d – межэлементное расстояние в ЦАР; ω – несущая частота; τ_n – запаздывание сигнала; Ω_n – смещение сигнала по частоте; $\eta_m(t)$ – комплексная амплитуда шума в m -ом канале.

Задача определения угловых координат источников наиболее сложна в том случае, когда они имеют схожие параметры по частоте, используют один и тот же закон модуляции, параметры запаздывания и смещения. В этом случае после выполнения согласованной фильтрации в каждом канале вдоль раскрыва ЦАР может быть сформирована последовательность комплексных амплитуд

$$S_m = \sum_{n=1}^2 \hat{a}_n \exp(i\hat{\psi}_n) f_0(u_n) \exp(ikx_m u_n) + \hat{\eta}_m. \quad (2)$$

Здесь $\hat{a}_n, \hat{\psi}_n$ – эффективная амплитуда и начальная фаза источника после выполнения согласованной фильтрации в канале; $\hat{\eta}_m$ – комплексная амплитуда шума в m -ом канале после согласованной фильтрации.

Решение задачи определения координат источников обычно связывают с построением пространственного спектра при помощи дискретного преобразования Фурье (ДПФ) или быстрого преобразования Фурье (БПФ)

$$G(u) = \sum_{m=1}^M w_m(u) S_m, \quad (3)$$

где $w_m(u) = W_m \exp(-ikx_m u)$ – комплексный весовой коэффициент (W_m – амплитуда m -го канала при обработке принятых сигналов, выбор вектора амплитудного распределения $\mathbf{W} = (W_m)$ позволяет регулировать уровень боковых лепестков пространственного спектра $G(u)$); u – гипотеза – направление, в котором проверяют наличие источника сигнала.

Если для построения спектра необходимо проверить N_h гипотез, то для вычисления ДПФ потребуется $N_h M$ комплексных умножений и $N_h(M-1)$ комплексных сложений. Если использовать алгоритм БПФ с прореживанием по времени и частоте, то число операций комплексного умножения станет равным $0.5N_h(\log_2(N_h)-2)$, а комплексных сложений – $N \log_2(N)$ [1].

Для решения рассматриваемой задачи также можно использовать метод ЭФ [5]. Данный метод не требует проверки гипотез. Его используют для построения спектра действительного сигнала путем поиска экстремумов в исходной последовательности отсчетов.

Разделим комплексные амплитуды сигнала (2) на синфазную и квадратурную составляющие

$$I_m = \operatorname{Re} S_m = \sum_{n=1}^N \hat{a}_n f_0(u_n) \cos(kx_m u_n + \hat{\psi}_n) + \operatorname{Re} \hat{\eta}_m; \quad (4)$$

$$Q_m = \operatorname{Im} S_m = \sum_{n=1}^N \hat{a}_n f_0(u_n) \sin(kx_m u_n + \hat{\psi}_n) + \operatorname{Im} \hat{\eta}_m. \quad (5)$$

При фиксированном значении p выполним следующие операции над наборами отсчетов $\mathbf{I} = (I_m)$ и $\mathbf{Q} = (Q_m)$. Для обеих квадратур эти операции идентичны. В связи с этим покажем их применительно к синфазной составляющей.

1 Найдем среднее значение синфазной составляющей

$$\bar{I} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M I_m \quad (6)$$

и вычтем это значение из всех отсчетов, т.е. найдем

$$\hat{I}_m = I_m - \bar{I}. \quad (7)$$

2 Определим множество $\{m'\} \subset \{m = 1, 2, \dots, M\}$ всех номеров отсчетов, при которых выполняются условия:

$$\hat{I}_{m'-1} <= \hat{I}_{m'} < \hat{I}_{m'+1}; \hat{I}_{m'} > 0. \quad (8)$$

Номера $\{m'\}$ определяют положения максимумов положительных полуволн пространственных колебаний.

3 Найдем множество $\{m''\} \subset \{m = 1, 2, \dots, M\}$ всех номеров отсчетов, при которых выполняются условия:

$$\hat{I}_{m''-1} >= \hat{I}_{m''} < \hat{I}_{m''+1}; \hat{I}_{m''} < 0. \quad (9)$$

Номера $\{m''\}$ определяют положения минимумов отрицательных полуволн.

4 Упорядочим полученные отсчеты, т.е. найдем элементы упорядоченного множества

$$\{\hat{m} = \hat{m}_1, \hat{m}_2, \dots, \hat{m}_{|\{m'\} \cup \{m''\}|} \mid \hat{m}_j \in \{m'\} \cup \{m''\}, \hat{m}_{j-1} < \hat{m}_j, j = 2, 3, \dots, |\{m'\} \cup \{m''\}|\}. \quad (10)$$

Этому множеству соответствует множество значений отсчетов сигнала $\{\hat{I}_{\hat{m}}\}$, которые могут быть сгруппированы по положительным и отрицательным полуволнам.

Положительная полуволна – подмножество отсчетов $\{\hat{I}_{\hat{m}}\}$, которые принимают только положительные значения и следуют между двумя отрицательными элементами множества $\{\hat{I}_{\hat{m}}\}$. Обозначим такие подмножества $\{\hat{I}_{\hat{m}}^+\}_{v^+}$, здесь $v^+ = 1, 2, \dots, V^+ \leq |\{m'\}|$ – номер положительной полуволны. Аналогично могут быть введены и отрицательные полуволны $\{\hat{I}_{\hat{m}}^-\}_{v^-}$, где $v^- = 1, 2, \dots, V^- \leq |\{m''\}|$.

Предположим, что первый элемент множества $\{\hat{I}_{\hat{m}}\}$ – положительный. Это означает, что множество $\{\hat{I}_{\hat{m}}\}$ должно быть разбито на полуволны, образующие чередующуюся последовательность полуволн

$$\{\hat{I}_{\hat{m}}\} = \{\hat{I}_{\hat{m}}^+\}_1 \cup \{\hat{I}_{\hat{m}}^-\}_1 \cup \{\hat{I}_{\hat{m}}^+\}_2 \cup \dots \cup \left(\{\hat{I}_{\hat{m}}^-\}_{V^-} \cup \{\hat{I}_{\hat{m}}^+\}_{V^+} \right). \quad (11)$$

5 Каждой полуволне сопоставим значение ее глобального экстремума: положительной – максимум, отрицательной – минимум, и определим номер отсчета $\tilde{m} \in \{m'\} \cup \{m''\}$ исходного сигнала, которому соответствует этот экстремум. В частности, для последовательности полуволн (11) получим

$$Y_{ext} = \left\{ \max \{\hat{I}_{\hat{m}}^+\}_1 \cup \min \{\hat{I}_{\hat{m}}^-\}_1 \cup \max \{\hat{I}_{\hat{m}}^+\}_2 \cup \dots \cup \left(\min \{\hat{I}_{\hat{m}}^-\}_{V^-} \cup \max \{\hat{I}_{\hat{m}}^+\}_{V^+} \right) \right\}. \quad (12)$$

В результате составим два упорядоченных вдоль пространственной координаты множества: $X_{extr} = \{\chi_v = x_{\tilde{m}} | v = 1, 2, \dots, V^- + V^+\}$ и $Y_{extr} = \{y_v | v = 1, 2, \dots, V^- + V^+\}$.

6 Правила (8) и (9) не позволяют включить в состав множеств X_{extr} и Y_{extr} первый и последний элементы последовательности отсчетов x_m и $\hat{I}_{m,p}$ соответственно при $m=1$ и $m=M$. Включим эти элементы в состав множеств X_{extr} и Y_{extr} так, чтобы не нарушить порядок возрастания пространственных координат X_{extr} . В результате мощность полученных множеств возрастет на два и $|X_{extr}| = V^- + V^+ + 2$.

7 Вычислим слаженную и знакопеременные последовательности экстремумов.

$$y_{s,v} = \{0.25y_{v-1} + 0.5y_v + 0.25y_{v+1} | v = 2, 3, \dots, |X_{extr}|-1\} \cup \{y_v | v = 1, |X_{extr}|\}; \quad (13)$$

$$y_{o,v} = \{-0.25y_{v-1} + 0.5y_v - 0.25y_{v+1} | v = 2, 3, \dots, |X_{extr}|-1\} \cup \{y_v | v = 1, |X_{extr}|\}; \quad (14)$$

Сглаженная последовательность отсчетов $y_{s,v}$ может использоваться для дальнейшей обработки (следующей итерации, состоящей в повторении шагов 1,2,...,7), а знакопеременная $y_{o,v}$ – для оценки амплитуд прямой и квадратурной составляющих гармоник спектра.

Повторение представленных этапов алгоритма прекращается в том случае, если сглаженная последовательность отсчетов не содержит одновременно положительную и отрицательную полуволны.

Теоретическое обоснование данного алгоритма применительно к последовательности действительных отсчетов приведено в работе [5]. В данной работе алгоритм представлен более подробно, поскольку для обработки комплексных сигналов в дальнейшем понадобятся средние значения квадратурных составляющих \bar{I} и \bar{Q} , а также для уточнения правил (8) и (9), обеспечивающих выделение полуволн в рассматриваемом пространственном колебании.

Пространственные частоты, которые обнаружены в спектре пространственного колебания после ЭФ, могут быть вычислены по формулам:

$$u = 0.5(\chi_v - \chi_{v-1})^{-1}. \quad (15)$$

Здесь $v = 3, 4, \dots, |X_{extr}|-1$.

Отсюда следует, что при $|X_{extr}| < 4$ спектр рассматриваемого колебания может содержать только постоянную составляющую. Этому случаю соответствует отсутствие положительной и отрицательной полуволн пространственного колебания в составе упорядоченных множеств, определяемых на шаге 4 алгоритма ЭФ.

Амплитуды соответствующих гармоник могут быть определены по знакопеременной последовательности

$$G_v = 0.5|y_{o,v} - y_{o,v-1}|, \quad v = 3, 4, \dots, |X_{extr}|-1. \quad (16)$$

Естественно, что в спектре сигнала, полученном методом ЭФ, некоторые гармоники могут повторяться. Это означает, что при определении амплитуды той или иной повторяющейся гармоники следует искать как максимальную амплитуду.

Число гармоник, которые теоретически можно обнаружить по двум квадратурным составляющим I и Q , не может превысить $2(M-3)$.

Пусть u_0 – пространственная частота, обнаруженная при использовании метода ЭФ. В этом случае с использованием выражения (3) несложно получить две амплитуды $|G(u_0)|$ и $|G(-u_0)|$. Их сравнение позволяет оценить, к какой части пространственного

спектра относится гармоника: если $|G(u_0)| >> |G(-u_0)|$, – то к положительной, в обратном случае – к отрицательной. Приблизительное равенство означает, что в спектре присутствуют и положительная, и отрицательная пространственные частоты.

Аналогичным образом выражение (3) позволяет определить амплитуду нулевой гармоники $|G(0)|$.

Объем вычислений при реализации предложенного метода будет зависеть от сигнально-помеховой обстановки. Если в пространственном спектре доминирует единственная частота u_1 , то потребуется выполнить вычисления по формуле (3) для трех пространственных гармоник: $(0, u_1, -u_1)$. При низком значении ОСШ при самом неблагоприятном исходе методом ЭФ будет обнаружено $M-3$ пространственных частот. Это потребует вычисления $2M-5$ сверток принятого сигнала. Поскольку при реализации БПФ значение N_h может существенно превышать число приемных каналов, то можно утверждать, что предлагаемый метод будет обладать высоким быстродействием, его помехоустойчивость будет соизмерима с традиционным методом на основе БПФ, а разрешающая способность – выше почти в два раза.

Таким образом, предлагаемый метод пеленгации источников состоит в выполнении следующих операций.

- 1 Формирование комплексных амплитуд сигналов S_m в приемных каналах.
- 2 Определение по методу ЭФ набора пространственных частот.
- 3 Выбор множества пространственных частот u_n , которые встретились в спектре сигнала согласно методу ЭФ хотя бы один раз.
- 4 Определение знака пространственных частот с использованием формулы (3).
- 5 Определение максимальных амплитуд гармоник с одинаковыми или близкими пространственными частотами.
- 6 Определение амплитуды нулевой гармоники по формуле

$$|G(0)| = \sqrt{(\bar{I})^2 + (\bar{Q})^2}. \quad (17)$$

- 7 Построение пространственного спектра.

3. ЧИСЛЕННЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

В качестве примера рассмотрим решение задачи обнаружения источников с использованием линейной $M=128$ -элементной ЦАР с межэлементным расстоянием $d=0.5\lambda$.

На рис. 1 приведены распределения квадратурных составляющих комплексных амплитуд сигналов вдоль раскрыва ЦАР (поле a – синфазная составляющая, поле b – квадратурная), создаваемые одним источником радиоизлучения, размещенным в направлении $u_1 = \lambda/2d(M-3)$ (точечные кривые). СКО шума в каналах было задано равным 0.05. Сплошные ломанные кривые соответствуют результатам выделения экстремумов с использованием метода ЭФ после первой итерации, а штриховые – соответствуют сглаженным кривым, на основе которых выполняется вторая итерация.

Анализ результатов на рис. 1 демонстрирует, что только после второй итерации по квадратурной составляющей (сплошная кривая на поле b) можно увидеть наличие низкочастотной составляющей, соответствующей положению источника. Изломы на сплошной кривой, соответствующие чередованию минимумов и максимумов, относятся к более высокочастотным составляющим, обусловленным шумом в каналах.

На рис. 2 представлен спектр пространственного колебания, полученный по методу ЭФ и с использованием ДПФ.

Погрешность определения координат источника на рис. 2 составляет менее 0.02° .

При увеличении числа источников возрастает погрешность оценки. На точность определения координат может повлиять не только шум, но и эффекты, обусловленные цифровой обработкой, например, эффект «растекания спектра» [2]. На рис. 3 и 4 приведены пространственные спектры сигналов, полученные при приеме двух источников, расположенных в направлениях $u_1 = -0.1$ и $u_2 = \lambda/2d(M-3)$ при СКО шума 0.05. На рис. 5 и 6 представлены аналогичные результаты, но уже при СКО шума 0.15. Обозначения на рис. 3-6 аналогичны введенным ранее на рис. 1 и 2. Увеличение числа источников приводит к увеличению погрешностей определения пространственных частот источников, а при увеличении уровня шума – к росту числа гармоник в спектре.

Следует отметить, что удаление источника от нормали может приводить к достаточно большим ошибкам оценки угловых координат источников. Это связано с тем, что частотная шкала метода ЭФ неравномерная и ее шаг увеличивается по мере возрастания пространственной частоты. В результате, несмотря на то, что область однозначного определения положений источников соответствует области видимых углов, практически использовать метод ЭФ можно в секторе $u \in [-0.25, 0.25]$. Следует отметить, что такое ограничение присуще методам сверхразрешения [4,8].

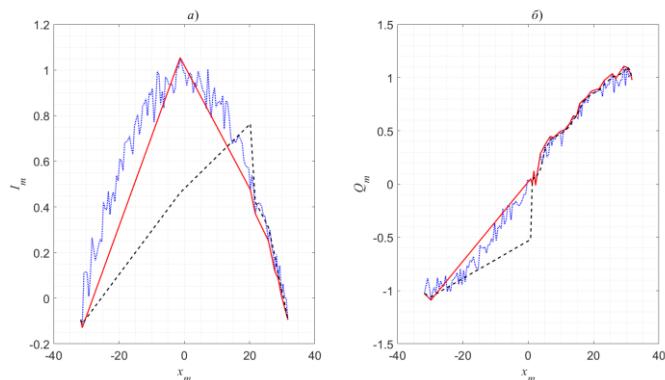


Рис. 1. Распределения комплексных амплитуд сигналов вдоль раскрыва и положения экстремумов пространственных колебаний по двум итерациям ЭФ при размещении источника вблизи нормали к раскрыву

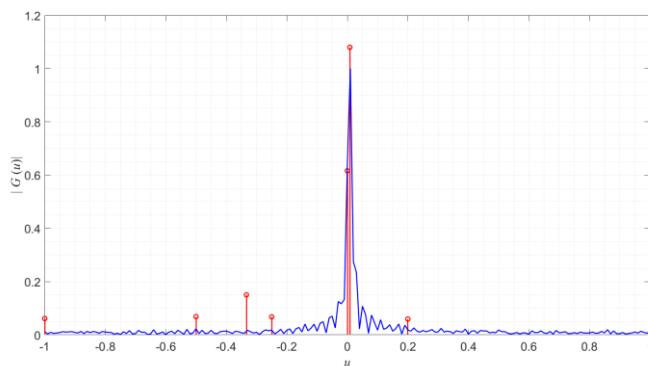


Рис. 2. Пространственные спектры сигнала, полученные по методу ЭФ (столбчатая диаграмма) и на основе ДПФ (сплошная кривая) при СКО шума 0.05 и одном источнике вблизи нормали к раскрыву

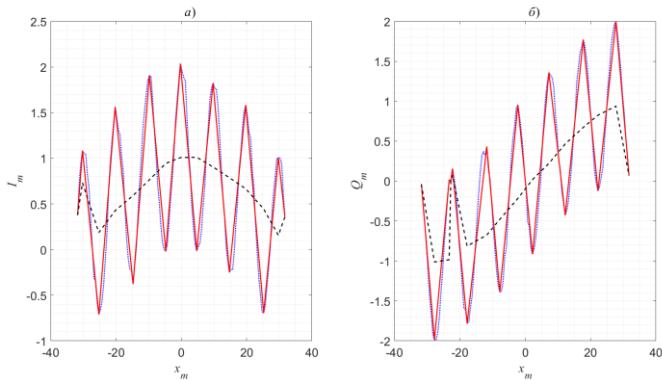


Рис. 3. Распределения комплексных амплитуд сигналов вдоль раскрыва и положения экстремумов пространственных колебаний по двум итерациям ЭФ для двух источников

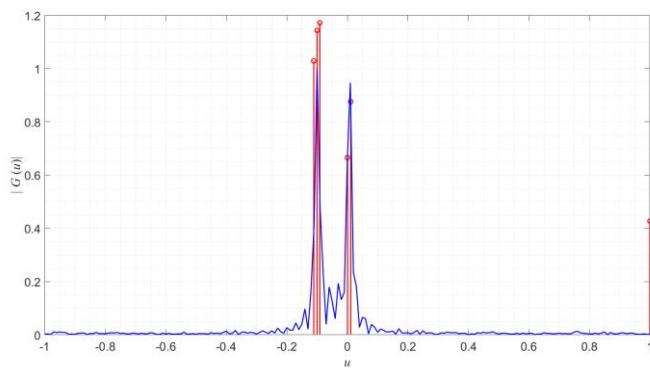


Рис. 4. Пространственные спектры сигнала, полученные по методу ЭФ (столбчатая диаграмма) и на основе ДПФ (сплошная кривая) при СКО шума 0.05 и двух источниках

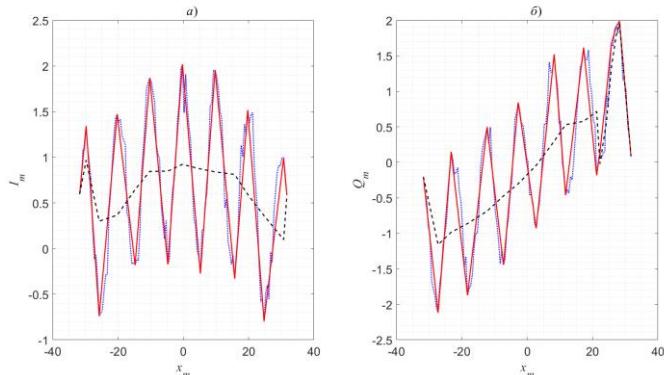


Рис. 5. Распределения комплексных амплитуд сигналов вдоль раскрыва и положения экстремумов пространственных колебаний по двум итерациям ЭФ для двух источников при СКО шума 0.15

Оценены возможности разрешения двух источников по угловым координатам, когда при моделировании источники размещались в точках с координатами $u_1 = \lambda/2d(M-3)$ и $u_2 = 1.75\lambda/d(M-3)$ при СКО шума, равном 0.05 (рис. 7-8). Расчеты показали, что спектр, полученный с использованием ДПФ, не позволяет разделить два близко расположенных источника, а предлагаемый метод позволяет решить данную задачу.

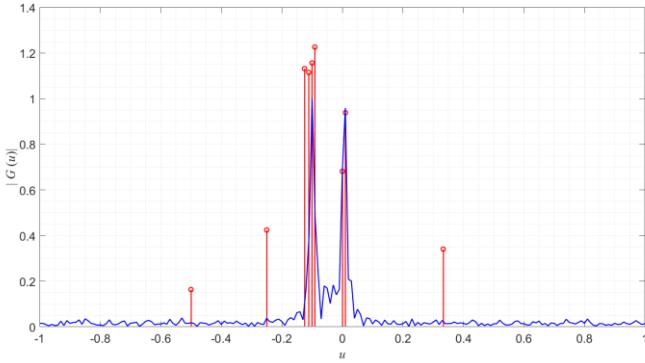


Рис. 6. Пространственные спектры сигнала, полученные по методу ЭФ (столбчатая диаграмма) и на основе ДПФ (сплошная кривая) при СКО шума 0.15 и двух источниках

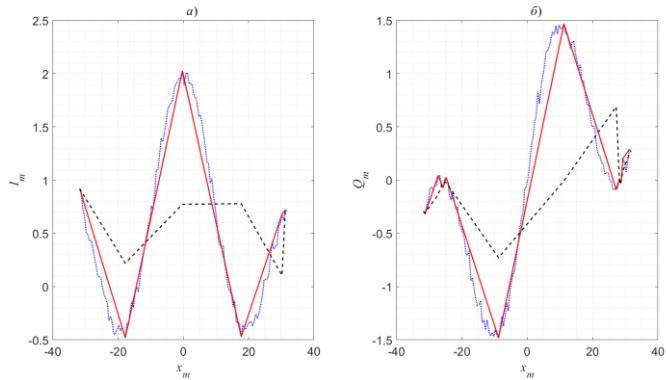


Рис. 7. Распределения комплексных амплитуд сигналов вдоль раскрыва и положения экстремумов по двум итерациям ЭФ для двух источников при СКО шума 0.05

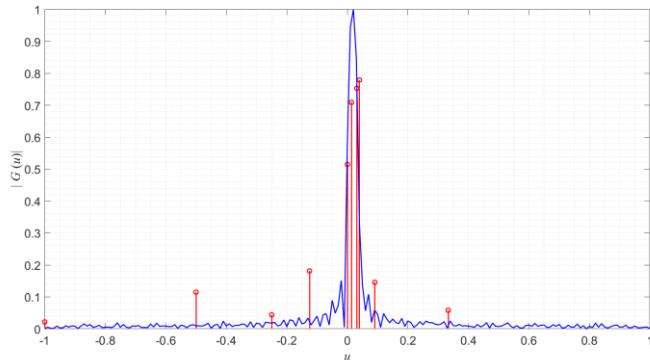


Рис. 8. Пространственные спектры сигнала, полученные по методу ЭФ (столбчатая диаграмма) и на основе ДПФ (сплошная кривая) при СКО шума 0.05 и двух источниках

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенный метод пеленгации источников отличается от известных тем, что использует метод экстремальной фильтрации для формирования пространственного спектра.

Полученные численные результаты демонстрируют, что предлагаемый метод пеленгации источников может использоваться при СКО шума в каналах порядка 0.15...0.20 и ориентации источников в области координат от -0.25 до 0.25. При этом метод позволяет разрешать близкорасположенные источники на расстояниях, меньших λ / d . Выигрыш в разрешающей способности теоретически может достигать двух раз по сравнению с критерием Рэлея.

ЛИТЕРАТУРА

1. Нуссбаумер Г. Быстрое преобразование Фурье и алгоритмы вычисления сверток. – М.: Радио и связь, 1985. - 249с.
2. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие. — 3-е изд. — СПб.: БХВ-Петербург, 2011. - 768 с.
3. Ратынский М. В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М.: Радио и связь, 2003. - 200с.
4. Винник Л. В., Задорожный В. В., Литвинов А. В., Мищенко С. Е., Шацкий В. В. Способ углового сверхразрешения в приемных цифровых антенных решетках. RU 2713503, МПК H01Q 21/29, Заявл. 19.08.2019, Опубл. 05.02.2020.
5. Мясникова Н.В., Берестень М.П. Разложение на эмпирические моды на основе экстремальной фильтрации // Цифровая Обработка Сигналов, 2014, № 4. -С. 13-17.
6. Клионский Д.М., Орешко Н.И., Геппенер В.В.Декомпозиция на эмпирические моды и ее использование при анализе дробного броуновского движения // Цифровая обработка сигналов, 2008, № 3. - С. 37-45.
7. Клионский Д.М., Орешко Н.И., Геппенер В.В. Декомпозиция на эмпирические моды с параболической интерполяцией огибающих в задачах очистки сигналов от шума // Цифровая обработка сигналов, 2011, № 2. - С. 51-60.
8. Лаговский Б. А. Сверхразрешение на основе синтеза апертуры цифровыми антенными решетками // Антенные, 2013, № 6 (193). - С. 9-16.

REFERENCES

1. Nussbaumer G. Fast Fourier transform and convolution algorithms. – M.: Radio and Communications, 1985. - 249 p.
2. Sergienko A. B. Digital signal processing. StPb.: BHV-Petersburg, 2011. - 768 p.
3. Ratynsky M. V. Adaptation and super-resolution in antenna arrays. M.: Radio I svyaz, 2003. - 200 p.
4. Vinnik L. V., Zadorozhny V. V., Litvinov A.V., Mishchenko S. E., Shatsky V. V. Method of angular super-resolution in receiving digital antenna arrays. RU 2713503, MPC H01Q 21/29, stated. 19.08.2019, publ. 05.02.2020.
5. Myasnikova N.V., Beresten M.P. Decomposition into empirical modes based on extreme filtering . // Digital Signal processing, 2014, No. 4. - Pp. 13-17.
6. Klionsky D.M., Oreshko N.I., Geppener V.V. Decomposition into empirical modes and its use in the analysis of fractional Brownian. // Digital signal processing, 2008, No. 3. - Pp. 37-45.
7. Klionsky D.M., Oreshko N.I., Geppener V.V. Decomposition into empirical modes with parabolic interpolation of envelopes in problems of signal purification from noise. // Digital signal processing, 2011, No. 2. - Pp. 51-60.
8. Lagovsky B. A. Super-resolution based on aperture synthesis by digital antenna arrays. // Antennas, 2013, № 6 (193). - Pp. 9-16.

МЕТОД СИНТЕЗА МНОГОЛУЧЕВОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ПО ЗАДАННОЙ АМПЛИТУДНОЙ ДИАГРАММЕ НАПРАВЛЕННОСТИ

А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, В. Н. Шацкий

ФГУП «Ростовский научно-исследовательский институт радиосвязи» (РНИИРС), г.
Ростов-на-Дону, Российская Федерация

Аннотация. Предложен метод амплитудно-фазового синтеза многолучевой цифровой антенной решетки по заданной амплитудной диаграмме направленности с одинаковыми характеристиками направленности в заданном секторе электрического сканирования. Для решения задачи синтеза введена математическая модель антенной решетки в системе координат, инвариантной к направлению ориентации луча. Приведены выражения, обеспечивающие преобразование геометрии цифровой антенной решетки в предложенную систему координат, а также интегральные целевые функции задачи синтеза цифровой антенной решетки, в которых интегрирование осуществляется только в ограниченной пространственной области или вдоль уровня половинной мощности главного луча. Обоснована общая идея построения искомого амплитудно-фазового распределения в раскрытие цифровой антенной решетки и двоичной маски antennaных элементов, используемых при формировании каждого формируемого луча, как комбинации функций параметров, определяемых в ходе решения задачи поисковой оптимизации. Учтена возможность компенсации уходов луча при электронном сканировании за счет возможной ассимметрии диаграммы направленности антенного элемента относительно направления ориентации луча. Для решения рассматриваемой задачи синтеза цифровой антенной решетки предложено использовать генетический алгоритм. Показано, что предложенный метод обеспечивает стабилизацию ширины луча во всех азимутальных направлениях относительно направления ориентации луча, а также стабилизацию коэффициента направленного действия в широком секторе сканирования.

Ключевые слова: синтез АР, амплитудная диаграмма направленности, изменение системы координат, генетический алгоритм.

A METHOD OF SYNTHESIS OF A MULTIBEAM DIGITAL ANTENNA ARRAY ACCORDING TO A GIVEN AMPLITUDE RADIATION PATTERN

A. V. Litvinov, S. E. Mishchenko, V. N. Shatsky

Federal State Unitary Enterprise "Rostov Scientific Research Institute of Radio Communications" (RNIIRS), Rostov-on-Don, Russia

Abstract. A method of amplitude-phase synthesis of a multibeam digital antenna array according to a preassigned amplitude pattern with the same directional characteristics in a given sector of electrical scanning is proposed. To solve the synthesis problem, a mathematical model of the antenna array in a coordinate system invariant to the direction of orientation of the beam is introduced. Expressions are given that ensure the transformation of the geometry of the digital antenna array into the proposed coordinate system, as well as integral objective functions of the digital antenna array synthesis problem, in which integration is carried out only in a limited spatial region or along the half-power level of the main beam. The general idea of constructing the desired amplitude-phase distribution in the opening of the digital antenna array and the binary mask of antenna elements used in the formation of each formed

beam as a combination of parameter functions determined during the solution of the search engine optimization problem is substantiated. The possibility of compensating for beam departures during electronic scanning is taken into account due to the possible assimilation of the antenna element radiation pattern relative to the beam orientation direction. To solve the considered problem of digital antenna array synthesis, it is proposed to use a genetic algorithm. It is shown that the proposed method provides stabilization of the beam width in all azimuthal directions relative to the direction of orientation of the beam, as well as stabilization of the directivity coefficient in a wide scanning sector.

Keywords: synthesis of antenna arrays, a given amplitude radiation pattern, transformations of coordinate systems, a genetic algorithm.

1. ВВЕДЕНИЕ

Цифровые антенные решетки (ЦАР) широко используют в системах параллельного или смешанного обзора пространства. При этом ЦАР одновременно формирует множество приемных лучей, перекрывающих заданную зону обнаружения либо по одной, либо по двум координатам. Как правило, для распределения требуемого множества лучей в пространстве используют линейное фазирование антенных элементов ЦАР [1,2]. В результате формируемые лучи антенны образуют сетку наблюдения или веер лучей. При линейном фазировании в зависимости от ориентации луча в пространстве изменяется его форма, в частности, изменяется форма сечения диаграммы направленности (ДН) по уровню половинной мощности, а в главных сечениях ДН наблюдается изменение ширины главного луча. В результате в ЦАР с линейным фазированием лучей в зависимости от координат наблюдаемого объекта меняется точность измерения координат и усиление антенны [3]. В связи с этим представляют интерес сохранение формы ДН ЦАР при электронном сканировании. В работе [4] рассматривалось решение задачи синтеза сканирующей ЦАР с сохранением требований к форме амплитудной ДН специальной формы при отклонении луча. При этом антенный элемент представлял собой две слабонаправленные ортогональные антенны линейной поляризации. Такое усложнение метода ограничивает его применение.

Цель работы состоит в сохранении усиления и ширины луча приемной ЦАР во всем секторе сканирования и пересечение лучей на одном уровне.

2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ СИНТЕЗА ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Рассмотрим M -элементную плоскую ЦАР, фазовые центры антенных элементов которой расположены в точках $\mathbf{q}_m = (x_m, y_m, 0)$ декартовой системы координат (ДСК) $Oxyz$ (\mathbf{q}_m – вектор-столбец с началом в точке O). Связем с ДСК $Oxyz$ сферическую систему координат (ССК) $Or\theta\varphi$ таким образом, что:

$$x = r \sin \theta \cos \varphi = r \cdot \xi_1; \quad y = r \sin \theta \sin \varphi = r \cdot \xi_2; \quad z = r \cos \theta = r \cdot \xi_3. \quad (1)$$

Здесь ξ_1, ξ_2, ξ_3 – компоненты вектора-столбца ξ направляющих косинусов.

Для формирования сетки лучей требуется дополнительно ввести ДСК $OXYZ$, в которой заданы границы зоны обзора комплекса, элементом которого является АР. При этом плоскость OXY соответствует плоскости горизонта комплекса, а ось OZ ориентирована в направлении зенита. Ось OX обычно ориентируют на север, а ось OY дополняет OX и OZ до правой системы координат. В системе координат комплекса $OXYZ$ обычно вводят углы места β и азимута α . Определим их соотношениями:

$$X = r \cos \beta \cos \alpha = r \Xi_1; Y = r \cos \beta \sin \alpha = r \Xi_2; Z = r \sin \beta = r \Xi_3. \quad (2)$$

Переход из ДСК $Oxyz$ в $OXYZ$ зададим формулой

$$\mathbf{R}_{XYZ}^{xyz}(\gamma, \kappa) = \begin{pmatrix} \cos(90^\circ - \gamma) & 0 & \sin(90^\circ - \gamma) \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin(90^\circ - \gamma) & 0 & \cos(90^\circ - \gamma) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos \kappa & \sin \kappa & 0 \\ -\sin \kappa & \cos \kappa & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}. \quad (3)$$

Здесь γ – угол подъема нормали антенны над плоскостью горизонта; κ задает вращение координатных осей вокруг направления нормали к раскрыву.

Матрица (3) является унитарной, в связи с этим переход от системы координат $OXYZ$ в ДСК $Oxyz$ получают с использованием транспонированной матрицы $(\mathbf{R}_{XYZ}^{xyz}(\gamma, \kappa))^T$. В дальнейшем при использовании матриц преобразований углы поворота координатных осей будем опускать для более компактной записи выражений.

Предположим, заданная сетка лучей содержит N направлений с угловыми координатами (β_n, α_n) ($n=1, 2, \dots, N$), которым соответствует N векторов-столбцов направляющих косинусов Ξ_n . С учетом (2) и (3) получим векторы направляющих косинусов в ДСК антенны:

$$\xi_n = (\mathbf{R}_{XYZ}^{xyz})^T \Xi_n. \quad (4)$$

Здесь T – символ транспонирования.

На основании (1) этим векторам соответствуют пары углов:

$$\theta_n = \arccos(\xi_{n,3}); \varphi_n = \arg(\xi_{1,n} + j\xi_{2,n}), \quad (5)$$

где $\arg(z)$ – фаза комплексного числа z ; j – мнимая единица.

Введем ДСК $Ox'y'z'$, у которой ось Oz' ориентирована в направлении, соответствующем требуемому направлению формируемого луча. Переход из координатной системы $Ox'y'z'$ в $Oxyz$ определяет матрица

$$\mathbf{R}_{xyz}^{x'y'z'}(\theta_n, \varphi_n) = \begin{pmatrix} \cos \varphi_n & -\sin \varphi_n & 0 \\ \sin \varphi_n & \cos \varphi_n & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos \theta_n & 0 & \sin \theta_n \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \theta_n & 0 & \cos \theta_n \end{pmatrix}. \quad (6)$$

Свяжем с ДСК $Ox'y'z'$ ССК $Or\theta'\varphi'$. В системе координат $Ox'y'z'$ максимумы всех лучей сетки наблюдения, которые в ДСК комплекса или ДСК антенны разнесены в пространстве, совпадают. Это упрощает задачу сравнения формы разнесенных в пространстве лучей антенны.

На рис. 1 показана плоскость S раскрыва ЦАР и введены рассматриваемые ДСК. Кроме того, на данном рисунке показаны направления отсчета угловых координат, заданных выражениями (1), (2) и (3), (6). Часть угловых координат на данный рисунок не вынесена. Нормаль к поверхности S наклонена под углом γ к горизонтальной плоскости XOY . Этот угол определяет ориентацию оси Oz ДСК антенны, остальные оси которой заданы в плоскости S . Угол места β и азимут α задают ориентацию формируемого луча в пространстве и положение координатных осей ДСК луча $Ox'y'z'$. Угол θ_0 – угол отклонения луча от нормали к плоскости S .

Введем в ССК $Or\theta'\varphi'$ действительную функцию $F_{0n}(\theta', \varphi')$, описывающую требуемую форму ДН антенны. В наиболее простом случае заданную ДН в ССК $Or\theta'\varphi'$

функцию $F_{0n}(\theta', \varphi')$ можно определить как поверхность вращения вокруг координатной оси Oz' . Например, луч заданной ДН можно представить в виде

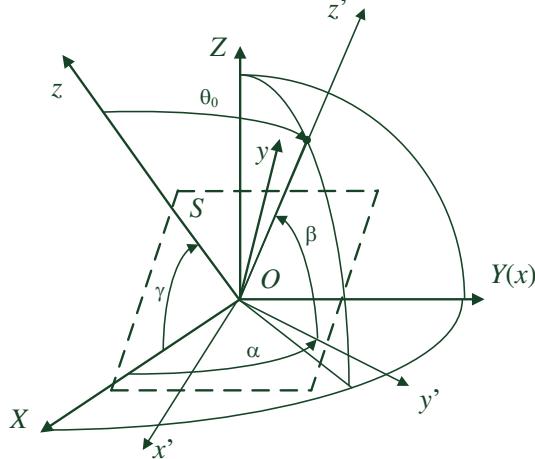


Рис. 1. Геометрия задачи

$$F_{0n}(\theta', \varphi') = \begin{cases} \cos\left(\frac{\pi}{4}\sin\theta'\cosec\Delta_{0.5}\right) & \forall \sin\theta' \leq 2\sin\Delta_{0.5}; \\ 0 & \forall \sin\theta' > 2\sin\Delta_{0.5}. \end{cases} \quad (7)$$

Здесь $2\Delta_{0.5}$ – ширина луча по уровню половинной мощности.

В этом случае требования к заданной ДН в системе координат луча не зависят от его пространственной ориентации и индекс n в обозначении заданной ДН можно опустить. Заметим, что, ширина луча заданной ДН по уровню нулей приблизительно равна $2\Theta = 4\Delta_{0.5}$.

Для достижения цели работы необходимо обеспечить сохранение КНД антенны и ширины луча. Значение КНД антенны будет оставаться постоянным, если при любой пространственной ориентации луча отклонение формируемой амплитудной ДН ЦАР от заданной ДН вида (7) в области главного луча будет мало и сохраняться во всем секторе сканирования. При этом оценки величины среднеквадратического отклонения (СКО) формируемой ДН от заданной функции (7) могут быть рассчитаны по формуле

$$g_1(\mathbf{w}_n, \mathbf{b}_n) = \int_0^{\Theta} \sin\theta' d\theta' \int_{-\pi}^{\pi} \rho(\theta', \varphi') \left(F_0(\theta', \varphi') - |F_n(\theta', \varphi', \mathbf{w}_n, \mathbf{b}_n)| \right)^2 d\varphi', \quad (8)$$

где $\rho(\theta', \varphi')$ – весовая функция, которую в дальнейшем примем равной $\sin^{-1}\theta'$, что упрощает вычисление интегральных оценок (8); \mathbf{w}_n – вектор-столбец комплексных весовых коэффициентов (КВК); \mathbf{b}_n – двоичная маска, элементы которой равны 1, если соответствующий элемент ЦАР включен и используется при формировании ДН и 0, если элемент отключен; \circ обозначает аддитивное (поэлементное) умножение;

$$F(\theta', \varphi', \mathbf{w}_n, \mathbf{b}_n) = f_{0n}(\theta', \varphi') (\mathbf{w}_n \circ \mathbf{b}_n)^T \mathbf{f}_n(\theta', \varphi'); \quad (9)$$

$f_{0n}(\theta', \varphi')$ – ДН одиночного антенного элемента для n -го луча; $(\mathbf{w}_n \circ \mathbf{b}_n)^T \mathbf{f}_n(\theta', \varphi')$ – множитель антенной системы, в котором $\mathbf{f}_n(\theta', \varphi')$ – вектор-функция из M элементов, описываемых выражением

$$f_{n,m}(\theta', \varphi') = \exp\left(jk \cdot \left(\left(\mathbf{R}_{xyz}^{x'y'z'}(\theta_n, \varphi_n) \right)^T \mathbf{q}_m \right)^T \cdot \boldsymbol{\xi}' \right); \quad (10)$$

k – волновое число (коэффициент фазы); ξ' – вектор направляющих косинусов в ДСК $Ox'y'z'$, определяемый аналогично (1) для штрихованных координат.

Для того, чтобы оценить выполнение требований к ширине луча формируемой ДН ЦАР, введем еще одну частную целевую функцию

$$g_2(\mathbf{w}_n, \mathbf{b}_n) = \int_{-\pi}^{\pi} \left(0.707 - |F_n(\Delta_{0.5}, \varphi', \mathbf{w}_n, \mathbf{b}_n)| \right)^2 d\varphi'. \quad (11)$$

В большинстве практических случаев вычисление интегральных оценок по формулам вида (8) и (11) вносит наиболее существенный вклад в вычислительные затраты при решении задач синтеза АР.

С учетом введенных обозначений рассмотрим задачу синтеза многолучевой ЦАР в следующей постановке.

Пусть в состав комплекса входит M -элементная плоская ЦАР, нормаль к раскрыву которой наклонена к плоскости горизонта на угол γ . Заданы требования к угловой ориентации (β_n, α_n) N лучей ЦАР в системах координат комплекса $OXYZ$ и $Or\vartheta\alpha$ при электронном сканировании, а также требуемая ширина лучей по уровню половинной мощности $2\Delta_{0.5}$ и форма заданной ДН $F_0(\theta', \varphi')$ в системе координат $Or\theta', \varphi'$. В плоскости раскрыва ЦАР определены положения (x_m, y_m) фазовых центров антенных элементов и заданы комплексные функции $f_m(\theta, \varphi)$ в системах координат $Oxuz$ и $Or\theta\varphi$.

Требуется найти векторы КВК \mathbf{w}_n^0 и двоичных масок \mathbf{b}_n^0 , при которых для каждого n -го луча достигается выполнение условия

$$g(\mathbf{w}_n^0, \mathbf{b}_n^0) = (1 - \lambda) g_1(\mathbf{w}_n^0, \mathbf{b}_n^0) + \lambda g_2(\mathbf{w}_n^0, \mathbf{b}_n^0) = \min_{\mathbf{w}_n, \mathbf{b}_n \in D} \left((1 - \lambda) g_1(\mathbf{w}_n, \mathbf{b}_n) + \lambda g_2(\mathbf{w}_n, \mathbf{b}_n) \right), \quad (12)$$

где D – множество допустимых пар векторов КВК и двоичных масок; λ – заданный постоянный коэффициент от 0 до 1.

3. ОБОСНОВАНИЕ МЕТОДА РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ СИНТЕЗА ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

В качестве начального приближения при $t = 0$ для формирования разнесенных в пространстве лучей естественно использовать векторы

$$\mathbf{w}_n^{\langle t=0 \rangle} = \left(w_{n,m}^{\langle t=0 \rangle} = \exp \left(-ik \mathbf{q}_m^T (\mathbf{R}_{XYZ}^{xyz})^T \boldsymbol{\Xi}_n \right) \middle| n = 1, 2, \dots, N; m = 1, 2, \dots, M \right); \mathbf{b}_n^{\langle t=0 \rangle} = \left(b_{n,m}^{\langle t=0 \rangle} = 1 \right). \quad (13)$$

В этом случае обеспечивается максимальное значение КНД ЦАР и минимальная ширина луча при заданной его ориентации в пространстве.

Если предъявляемые к антенне требования по ширине луча выполнимы, то для формирования заданной ДН потребуется расширить луч. Этого можно добиться различными путями: заданием амплитуд элементов вектора КВК; добавлением нелинейной фазовой подставки; исключением части каналов ЦАР из процесса формирования ДН.

В качестве амплитудного распределения можно использовать любую из известных оконных функций [5,6]. Оконные функции, представленные в монографиях [5,6], относятся либо к линейным раскрывам, либо к круглому раскрыву [6]. В более общем случае можно представить амплитудное распределение в виде произведения двух оконных функций. Осевая симметрия не нарушится, если оконная функция будет развернута вокруг оси симметрии ЦАР на угол χ . При этом амплитудное распределение в раскрыве ЦАР, рассчитываемое на итерационном шаге $t > 0$ можно представить в виде

$$\begin{aligned} \left| w_{1,n,m}^{(t+1)}(a_0, \Delta_1, \Delta_3, p_1, p_2, \chi) \right| = a_0 \left| w_{n,m}^{(t)} \right| + (1-a_0) (\Delta_1 + (1-\Delta_1) \times \\ \times \cos^{p_1} \left(\frac{\pi(x_m \cos \chi - y_m \sin \chi)}{L_1(\chi)} \right)) (\Delta_1) \left(\Delta_2 + (1-\Delta_2) \cos^{p_2} \left(\frac{\pi(x_m \sin \chi + y_m \cos \chi)}{L_2(\chi)} \right) \right), \end{aligned} \quad (14)$$

где a_0, Δ_1, Δ_2 – параметры амплитудного распределения, выбираемые на отрезке $[0,1]$; параметры p_1, p_2 могут быть определены в пределах от 1 до 4;

$$\begin{pmatrix} L_1(\chi) \\ L_2(\chi) \end{pmatrix} = \max_{\forall m} x_m \begin{pmatrix} \cos \chi \\ \sin \chi \end{pmatrix} + \max_{\forall m} y_m \begin{pmatrix} \sin \chi \\ \cos \chi \end{pmatrix}. \quad (15)$$

Для расширения ДН в качестве нелинейной фазовой подставки используем квадратичную функцию вида

$$w_{2,n,m}^{(t+1)}(p_3, \chi_0) = \exp \left(i 2 \pi p_3 \left(\left(\frac{x_m}{L_x} \right)^2 \cos \chi_0 + \left(\frac{y_m}{L_y} \right)^2 \sin \chi_0 \right) \right). \quad (16)$$

Здесь параметр p_3 следует выбирать в интервале от 0 до 1, угол $\chi_0 \in [-\pi/2, \pi/2]$; L_x, L_y – линейные размеры раскрыва.

Для расширения луча за счет отключения каналов сначала спроектируем фазовые центры антенных элементов на плоскость $Ox'y'$ по формуле

$$(x'_m, y'_m, z'_m)^T = (\mathbf{R}_{xyz}^{x'y'z'}(\theta_n, \phi_n))^T \mathbf{q}_m. \quad (17)$$

Координаты фазовых центров (x'_m, y'_m) в плоскости $Ox'y'$ определяют границы эквивалентного раскрыва, который может быть вписан в окружность радиусом

$$r' = \max_{\forall m} \sqrt{(x'_m)^2 + (y'_m)^2}. \quad (18)$$

Расширение луча требуется в той области ЦАР, где проекции фазовых центров антенных элементов на плоскость $Ox'y'$ наиболее удалены от геометрического центра антенны. В связи с этим отключаемые элементы можно выбирать ограничивая радиус окружности, в которую должны быть вписаны активные элементы. В связи с этим двоичную маску на каждом итерационном шаге будем строить по правилу вида

$$b_{n,m}^{(t+1)}(p_4) = \begin{cases} 1 & \forall m | \sqrt{(x'_m)^2 + (y'_m)^2} < p_4 r'; \\ 0 & \forall m | \sqrt{(x'_m)^2 + (y'_m)^2} \geq p_4 r'. \end{cases} \quad (19)$$

Здесь параметр $p_4 \in [0,1]$.

Компенсация смещения максимума луча может обеспечиваться с использованием дополнительного фазового множителя

$$w_{3,n,m}^{(t+1)}(\Delta\xi_x, \Delta\xi_y) = \exp \left(-ik \mathbf{q}_m^T \begin{pmatrix} \Delta\xi_x \\ \Delta\xi_y \\ 0 \end{pmatrix} \right). \quad (20)$$

С учетом введенных обозначений получим, что вектор КВК, обеспечивающий расширение луча может быть рассчитан по формуле

$$w_{n,m}^{(t+1)}(\mathbf{x}) = \left| w_{1,n,m}^{(t+1)}(a_0, \Delta_1, \Delta_3, p_1, p_2, \chi) \right| w_{2,n,m}^{(t+1)}(p_3, \chi_0) w_{3,n,m}^{(t+1)}(\Delta\xi_x, \Delta\xi_y), \quad (21)$$

где $\mathbf{x} = (a_0, \Delta_1, \Delta_3, p_1, p_2, p_3, p_4, \chi, \chi_0, \Delta\xi_1, \Delta\xi_2)$.

Как следует из выражений (19) и (21), для определения новых векторов КВК и двоичной маски необходимо задать 11 параметров, из которых два параметра χ, χ_0 определяют углы и могут принадлежать отрезку от 0 до 2π , параметры $\Delta\xi_x, \Delta\xi_y$ следует выбирать в области главного луча при этом $\Delta\xi_x, \Delta\xi_y \in [0, \Delta_{0.5}]$, а остальные семь принадлежат отрезку от 0 до 1.

Вектор \mathbf{x} принадлежит множеству допустимых векторов параметров X , если значения всех его искомых параметров соответствуют области допустимых значений.

С использованием отношений доминирования [7] любой исходный набор допустимых решений может быть упорядочен таким образом, что в его составе будет выделено подмножество решений, которые доминируют остальные решения. В настоящее время известны поисковые алгоритмы, которые после упорядочивания исходного набора решений позволяют на основе отобранных лучших решений приближаться к заданной цели [8]. Такой подход позволяет организовать процесс поиска наилучшего (недоминируемого) вектора \mathbf{x}^0 , которому соответствуют и искомые при решении задачи синтеза ЦАР векторы $\mathbf{w}_n^0, \mathbf{b}_n^0$. Представителями подобных поисковых алгоритмов являются генетические алгоритмы (ГА) [8-10].

Новизна предлагаемого метода, во-первых, состоит в том, что при решении задачи синтеза используют целевые функции вида (11) и (12), главным достоинством которых является ограничение области интегрирования, что достигается благодаря переходу в систему координат, инвариантную к ориентации луча. Во-вторых, в рассматриваемой системе координат заданная ДН является идентичной для всех формируемых лучей и обладает осевой симметрией. В-третьих, применение поискового алгоритма позволяет рассматривать процесс решения задачи синтеза ЦАР, как процесс расширения луча, для чего используется не только формирование амплитудного распределения, но и нелинейной фазовой подставки, а также формирование двоичной маски каналов ЦАР. Для поиска решения задачи синтеза в работе предложен набор из 11 искомых параметров, определяемых с использованием ГА.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

В качестве примера рассмотрим решение задачи синтеза 32×32 -элементной ЦАР. Антенные элементы ЦАР расположены в узлах прямоугольной сетки с межэлементными расстояниями, равными $0,5\lambda$. Будем считать, что угол между нормалью антенны и углом к горизонту $\gamma = 20^\circ$. Угол κ в выражении (3) положим равным -90° . Рассмотрим задачу формирования множества лучей, максимумы которых расположены в секторе $\beta_n \in [0, 60^\circ]$ и $\alpha_n \in [-\Delta_{0.5}, \Delta_{0.5}]$. Выражение для заданной ДН в ССК $Or\theta'|\phi'$ определим по формуле (7).

Пусть параметр $\Delta_{0.5} = 3^\circ$. В этом случае необходимо обеспечить формирование 28 лучей ЦАР. Качество формируемых ДН оценивалось на основании суммы целевых функций (8) и (11) при $\lambda = 0.9$.

На рис. 2 представлены все лучи, ЦАР, сформированные в результате решения задачи синтеза. Время решения задачи составило около 16 минут.

При реализации ГА длина популяции состояла из $N_p = 200$ векторов \mathbf{x} , родительское множество включало в свой состав $N_r = 3$ отобранных вектора \mathbf{x} . При формировании новой популяции с вероятностью 0.8 использовались значения составляющих вектора \mathbf{x} родительского множества, которому correspondовало наилучшее качество решения. Составляющие остальных векторов родительского

множества использовались с вероятностями 0.1. Мутация значений составляющих новой популяции осуществлялась для всех составляющих векторов новой популяции, кроме векторов родительского множества. Эти векторы также включались в состав новой популяции.

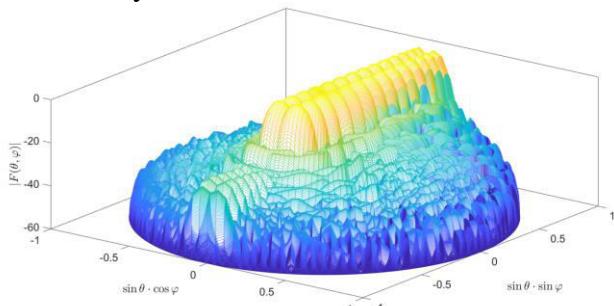


Рис. 2. Объемные ДН лучей в ДСК антенной системы

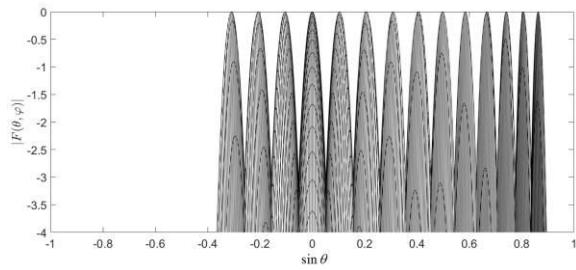


Рис. 3. Проекция множества формируемых лучей на плоскость zOy

На рис. 3 представлена проекция множества формируемых лучей, на плоскость zOy , на которой демонстрируется, что соседние лучи пересекаются на уровне, близком к -3 дБ. Более точное представление об идентичности формируемых лучей демонстрирует рис. 4, на котором показаны срезы формируемых лучей по уровню половинной мощности, рассчитываемые по результатам построения ДН в ССК $Or\theta'\varphi'$, инвариантной к направлению сканирования луча. Из анализа рис. 4 следует, что только крайние лучи при $\theta_0 \approx 60^\circ$ несколько шире заданных значений.

На рис. 5 показаны, значения σ_Δ СКО полуширины луча, рассчитанные по данным на рис. 4 в зависимости от угла отклонения луча от нормали к раскрыву.

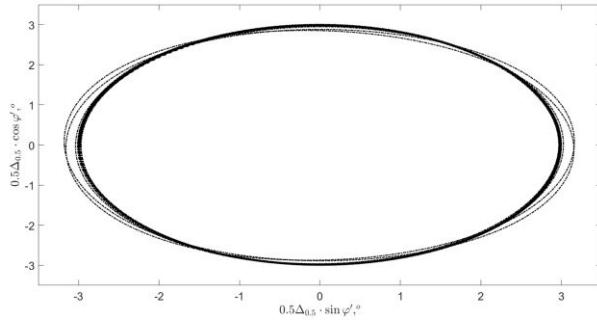


Рис. 4. Срезы формируемых лучей по уровню половинной мощности в ССК $Or\theta'\varphi'$

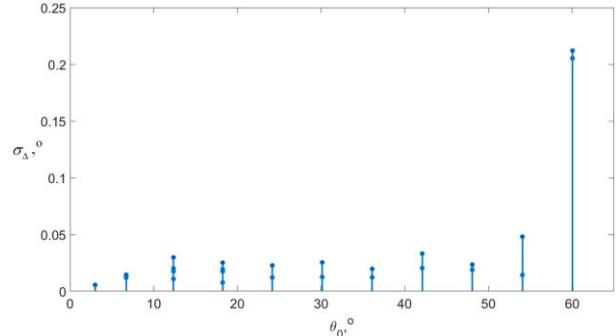


Рис. 5. СКО полуширины луча

Результаты расчета КНД лучей показали, что максимальное значение КНД, равное 31.3 дБ, по мере отклонения луча от нормали снизилось на 0.63 дБ для крайних двух лучей. Резкое увеличение значений целевой σ_Δ , показанное на рис. 5, позволяет заключить, что сектор сканирования ЦАР, в котором возможно обеспечить сохранение характеристик направленности зависит от размеров раскрыва антенны и числа антенных элементов. На рис. 6,а и 7,а приведены амплитудные распределения в раскрыве ЦАР с учетом двоичной маски, соответствующие самому нижнему и самому верхнему лучам сформированной сетки лучей. При ориентации луча по нормали к раскрыву, полученная двоичная маска содержит большое число нулей. Это связано с тем, что для формирования расширенного луча можно использовать антенну с меньшими линейными размерами. При формировании отклоненного луча в вертикальной плоскости требуется не расширять луч, а добиваться его сужения в вертикальной плоскости. В связи с этим на рис. 6,а амплитудное распределение в вертикальной

плоскости равномерное, нулевые элементы двоичной маски используются только для расширения луча в горизонтальной плоскости.

На рис. 6,б и 7,б приведены фазовые распределения в раскрыве ЦАР для формирования двух крайних лучей сетки. На этих рисунках компенсирован заданный линейный набег фазы в антенных элементах при формировании ДН и видно, что при формировании лучей использована квадратичная фазовая подставка. Кроме того, на рис. 6,б заметно, присутствие линейного фазового набега в вертикальной плоскости. Он обусловлен необходимостью компенсации ухода луча из-за асимметрии ДН одиночного антенного элемента в направлении Oz' .

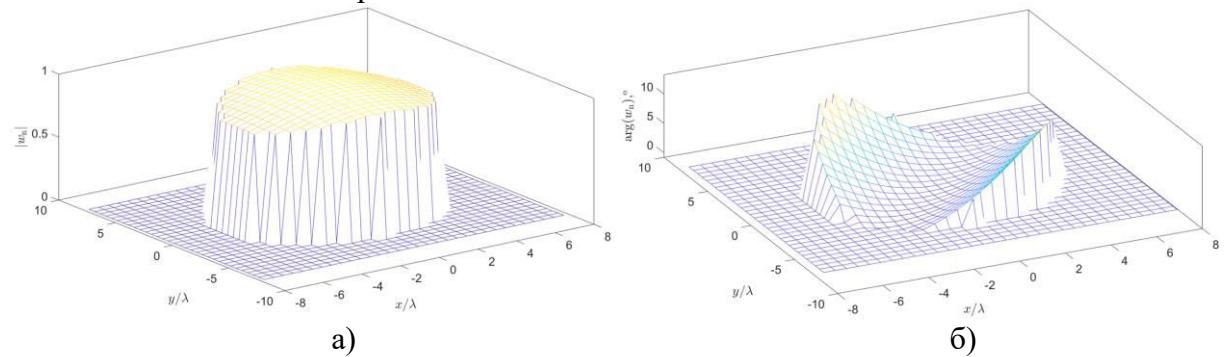


Рис. 6. Амплитудное (а) и фазовое (б) распределения для формирования нижнего луча в сетке лучей

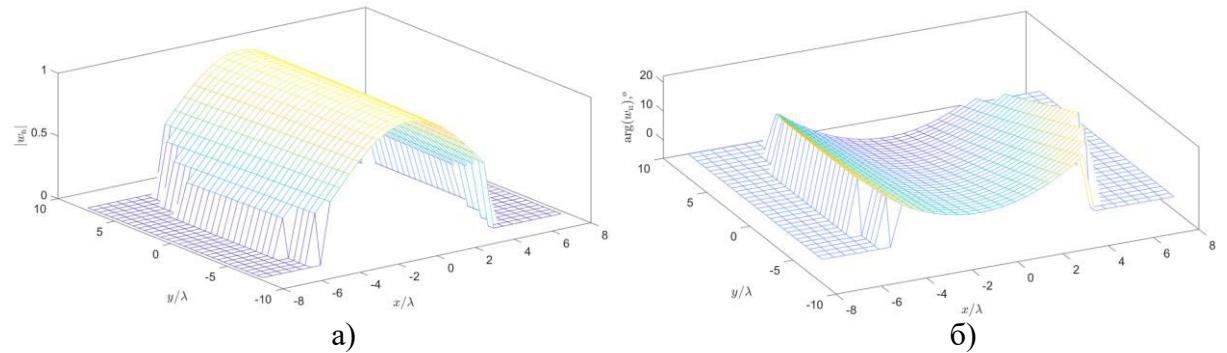


Рис. 7. Амплитудное (а) и фазовое (б) распределения для формирования верхнего луча в сетке лучей

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1 Предложенный метод, отличается от известных использованием целевых функций вида (11) и (12), главным достоинством которых является ограничение области интегрирования, в системе координат, инвариантной к ориентации луча. При реализации метода процесс синтеза ЦАР состоит в формировании луча, путем поиска наилучших векторов КВК и двоичной маски активных каналов.

2 Предлагаемый метод синтеза ЦАР обеспечивает возможность сохранения формы луча и характеристики направленности ЦАР с электрическим сканированием, построение сетки лучей, стабилизацию уровня пересечения соседних лучей и компенсацию уходов лучей из-за неравномерности ДН одиночного антенного элемента. Так, рассмотренный пример ЦАР продемонстрировал возможность сохранения значений КНД ЦАР в диапазоне 0.6 дБ при электронном сканировании в широком секторе углов. При этом СКО полуширины лучей в секторе сканирования изменялось от 0 до 0.05° при отклонении лучей менее 55°.

ЛИТЕРАТУРА

1. Самойленко В. И., Шишов Ю. А. Управление фазированными антенными решетками. М.: Радио и связь, 1983. - 240с.
2. Вендиk О. Г., Парнес М. Д. Антенны с электрическим сканированием (Введение в теорию) / Под ред. Л.Д. Бахраха. М.: Сайнс-Пресс, 2001. - 250с.
3. Теоретические основы радиолокации / Под ред. В.Е. Дулевича. М.: Советское радио, 1978. - 608с.
4. Литвинов А. В., Мищенко С. Е., Шацкий В. В. Синтез цифровых антенных решеток с электронно-механическим сканированием с сохранением характеристик направленности в секторе сканирования // Радиотехника, 2014, № 8, С. 85-90.
5. Дворкович В. П., Дворкович А. В. Оконные функции для гармонического анализа. М.: Техносфера, 2014. - 112с.
6. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток. / Под ред. Д.И. Воскресенского. М.: Радиотехника, 2003. - 632с.
7. Лотов А. В., Поспелова И. И. Многокритериальные задачи принятия решений. М.: МАКС Пресс, 2008. - 197с.
8. Карпенко А. П. Современные алгоритмы поисковой оптимизации. Алгоритмы, вдохновленные природой. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2014ю - 446с.
9. Назаров А. Н., Лоскутов А. И. Нейросетевые алгоритмы прогнозирования и оптимизации систем. СПб.: Наука и техника, 2003. - 384с.
10. Cen L., Yu Z. L., Ser W., Cen W. Linear Aperiodic Array Synthesis Using an Improved Genetic Algorithm // IEEE Trans. On Antennas and Propagation, 2012, V.60, No.2. - pp.895-902.

REFERENCES

1. Samoylenko V. I., Shishov Yu. A. Control of phased antenna arrays. M.: Radio and Communications, 1983. – 240p.
2. Vendik O. G., Parnes M. D. Antennas with electric scanning (Introduction to theory) / Edited by L.D. Bakhrakh. M.: Science Press, 2001. – 250p.
3. Theoretical foundations of radar / Edited by V.E. Dulevich. M.: Soviet Radio, 1978. – 608p.
4. Litvinov A.V., Mishchenko S. E., Shatsky V. V. Synthesis of digital antenna arrays with electronic-mechanical scanning with preservation of directional characteristics in the scanning sector // Radiotekhnika, 2014, No. 8, Pp. 85-90.
5. Dvorkovich V. P., Dvorkovich A.V. Window functions for harmonic analysis. Moscow: Technosphere, 2014. – 112p.
6. Microwave devices and antennas. Design of phased antenna arrays. / Edited by D.I. Voskresensky. M.: Radiotekhnika, 2003. – 632p.
7. Lotov A.V., Pospelova I. I. Multicriteria decision-making problems. M.: Maks Press, 2008. - 197p.
8. Karpenko A. P. Modern search engine optimization algorithms. Algorithms inspired by nature. Moscow: Publishing House of Bauman Moscow State Technical University, 2014. - 446p.
9. Nazarov A. N., Loskutov A. I. Neural network algorithms for forecasting and optimization of systems. St. Petersburg: Science and Technology, 2003. – 384p.
10. Cen L., Yu Z. L., Ser W., Cen W. Linear Aperiodic Array Synthesis Using an Improved Genetic Algorithm // IEEE Trans. On Antennas and Propagation, 2012, V.60, No.2. - Pp.895-902.

МЕТОДИКА ЛАБОРАТОРНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ КАРТИН ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ, РЕАЛИЗОВАННАЯ В ВОРОНЕЖСКОМ ГОСУДАРСТВЕННОМ ТЕХНИЧЕСКОМ УНИВЕРСИТЕТЕ

Е. А. Ищенко¹, С. М. Фёдоров¹, А. В. Володько¹, Н. Б. Смольянов^{1,2}, А. Р. Гаврилов¹,
М. О. Енговатов¹

¹Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж,
Российская Федерация

²АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В работе рассматривается лабораторная методика оценки характеристик диаграмм обратного рассеяния и эффективной площади рассеяния для самолетов и других целей. В процессе исследования производилось измерение с использованием ультразвукового локатора, а также на основе электродинамического моделирования с использованием асимптотического метода. Для исследование были выбраны модели современных самолетов – Lockheed Martin F-22A Raptor, Su-57. Полученные результаты подтверждаются картинами диаграмм обратного рассеяния, а также дополнительными показателями для электродинамического моделирования.

Ключевые слова: радиолокация; эффективная площадь рассеяния; диаграмма обратного рассеяния; самолет пятого поколения.

THE METHOD OF LABORATORY STUDY OF PICTURES OF THE RADAR CROSS SECTION, IMPLEMENTED AT VORONEZH STATE TECHNICAL UNIVERSITY

E. A. Ishchenko¹, S. M. Fedorov¹, A. V. Volodko¹, N. B. Smolyanov^{1,2}, A. R. Gavrilov¹,
M. O. Engovatov¹

¹Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russian Federation

²JSC “Concern “Sozvezdie”, Voronezh, Russian Federation

Abstract. The paper considers a laboratory technique for estimating the characteristics of backscatter patterns and radar cross section for aircraft and other purposes. During the study, measurements were made using an ultrasonic locator, as well as on the basis of electrodynamic modeling using the asymptotic method. Models of modern aircraft were selected for the study – Lockheed Martin F-22A Raptor, Su-57. The obtained results are confirmed by the patterns of backscattering diagrams, as well as additional indicators for electrodynamic modeling.

Keywords: radiolocation; radar cross section; backscatter diagram; fifth generation fighter.

1. ВВЕДЕНИЕ

Исследование характеристик диаграмм обратного рассеяния является важной и актуальной задачей. Первые идеи о снижении радиолокационной заметности объектов были предложены П.Я. Уфимцевым в [1], а также в мемуарах руководителя Lockheed Martin Skunk Works [2]. Известно, что характеристики эффективной площади рассеяния (ЭПР) для простых тел могут быть определены аналитически, однако для сложных объектов используется моделирование и натурные измерения. На практике реализация таких измерений является дорогостоящей, поэтому возникает задача более дешевого

метода измерений характеристик ЭПР в рамках лабораторных исследований в учебных целях. В данной работе рассматривается исследование характеристик диаграмм обратного рассеяния для самолетов пятого поколения – асимптотическое моделирование в CST Studio 2023 и исследование масштабных моделей с использованием ультразвукового локатора с частотой 40 кГц.

2. МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ЭПР ОБЪЕКТОВ

При выполнении моделирования эффективной площади рассеяния (ЭПР) самолетов использовались асимптотические методы исследования, которые позволяют провести быстрое моделирование с использованием полноразмерных моделей. Исследуемые модели самолетов приводятся на рисунке 1.

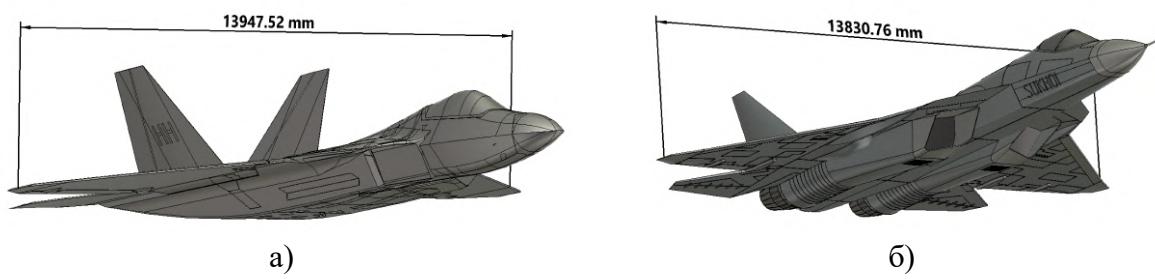


Рис. 1. Модели исследуемых самолетов пятого поколения: а) Lockheed Martin F-22A Raptor; б) Су-57.

Важным пунктом является выбор частоты моделирования так, чтобы обеспечить максимальную близость результатов с учетом электродинамического подобия. Так как при натурном исследовании использовались модели самолетов в масштабе 1/72 – для F-22 использовалась модель Italeri 1/72 №1207, а для Су-57 модель производства Zvezda 1/72 арт. 7275. Таким образом, если учесть скорость звука, а также частоту измерений лабораторных моделей мы получаем длину волны в 0,0083 м, что приводит к размерам F-22A в $31,7\lambda$, а Су-57 в $35,5\lambda$. С учетом этого при моделировании будет использоваться частота в 517 МГц для F-22 и 536 МГц для Су-57. На основе этих параметров производилось облучение моделей самолетов плоской линейно поляризованной волной с шагом сканирования в 1 градус. Полученные результаты позволяют максимально отчетливо проанализировать результаты, а также и картины траекторий распространения радиоволн. Итоговые результаты моделирования приводятся на рисунке 2.

Благодаря полученным результатам возможно оценить влияние геометрических характеристик корпуса на отражение волн, а также отследить «блестящие» точки, которые могут быть использованы в задачах ISAR.

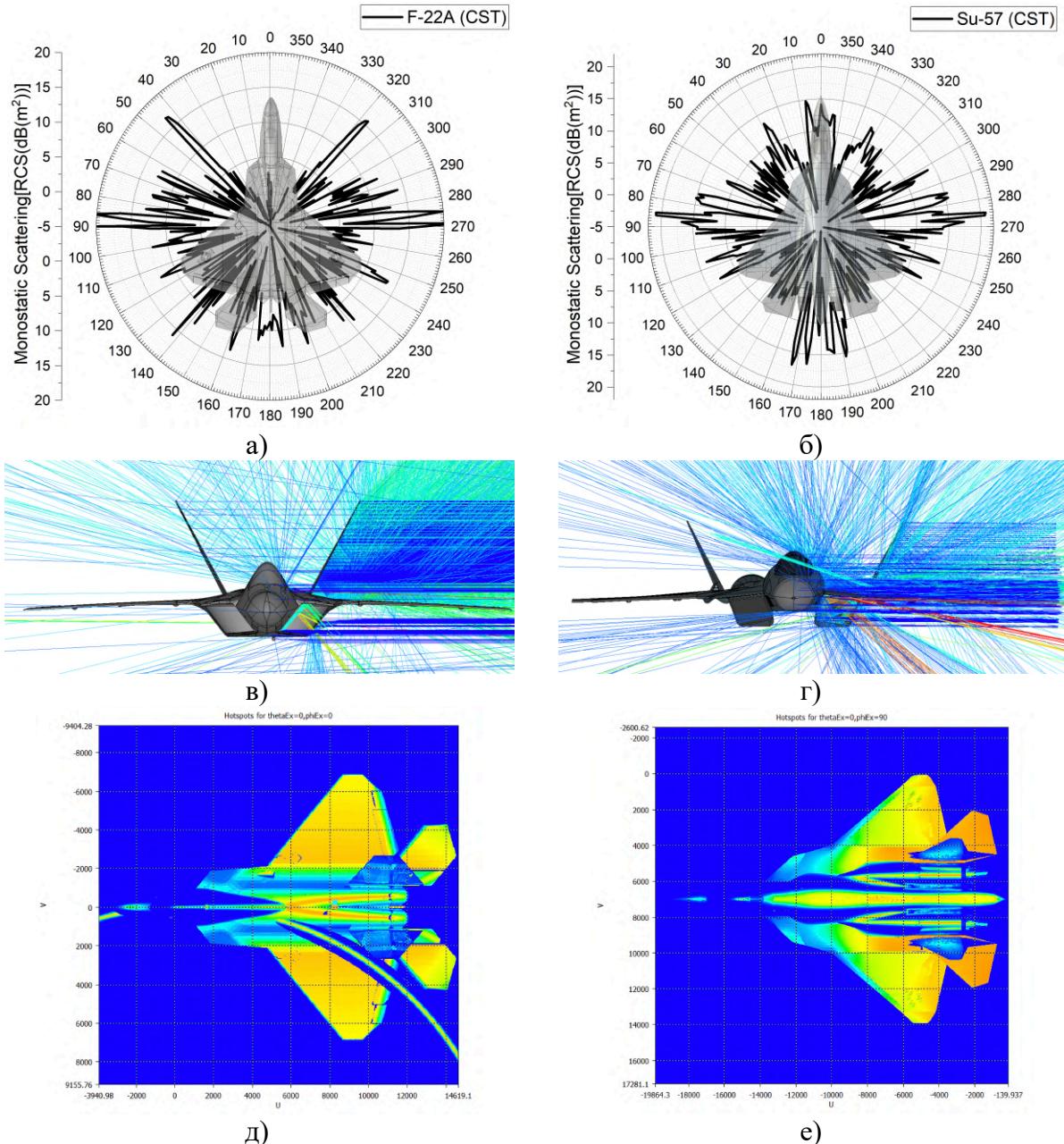


Рис. 2. Результаты моделирования с использованием CST Studio: F-22 Raptor – а) диаграмма обратного рассеяния (ЭПР), в) картины распространения электромагнитных волн, д) «блестящие» точки; Су-57 – б) диаграмма обратного рассеяния (ЭПР), г) картины распространения электромагнитных волн, е) «блестящие» точки.

3. ЛАБОРАТОРНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ МАКЕТОВ САМОЛЕТОВ

Одним из методов экспериментальной оценки характеристик ДОР является использование ультразвуковой локации, как это показано в работе [3]. Вид установки для измерений приводится на рисунке 3.

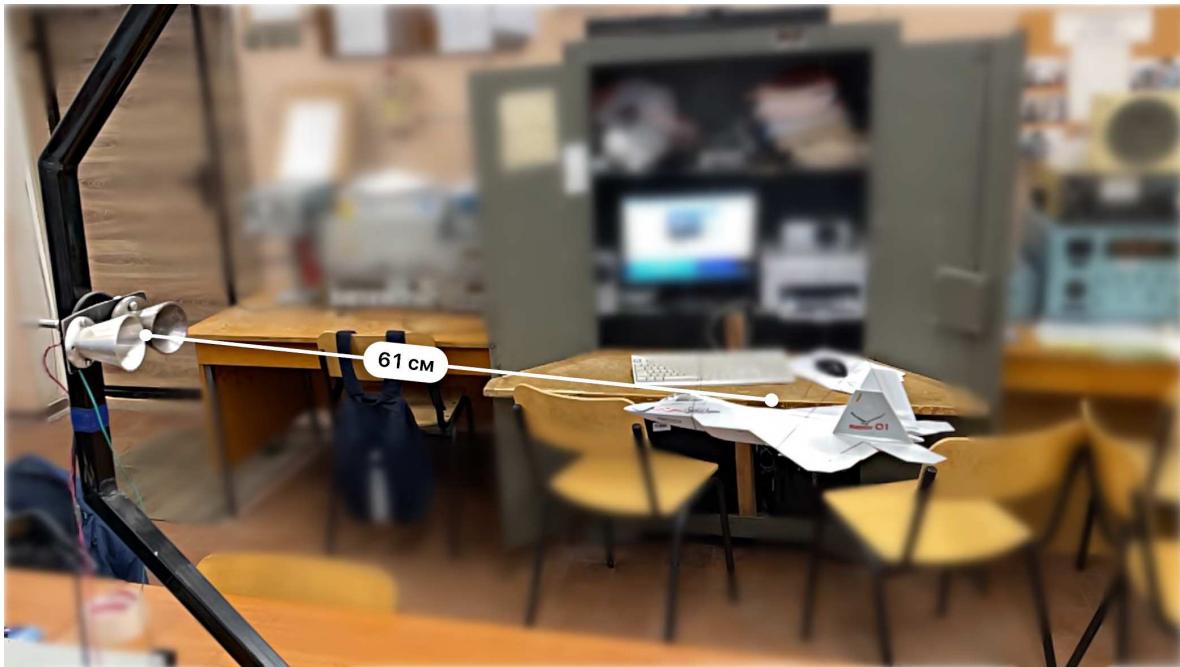


Рис. 3. Методика измерения макета самолета.

В процессе измерения ультразвуковые волны подавались на излучатель, после чего измерялись после отражения от цели. Путем вращения объекта с шагом в 10 градусов были построены диаграммы обратного рассеяния для моделей самолетов. Для удобства анализа и максимальной корреляции результатов с моделированием картины графики были построены в логарифмическом масштабе. Полученные зависимости приводятся на рисунке 4.

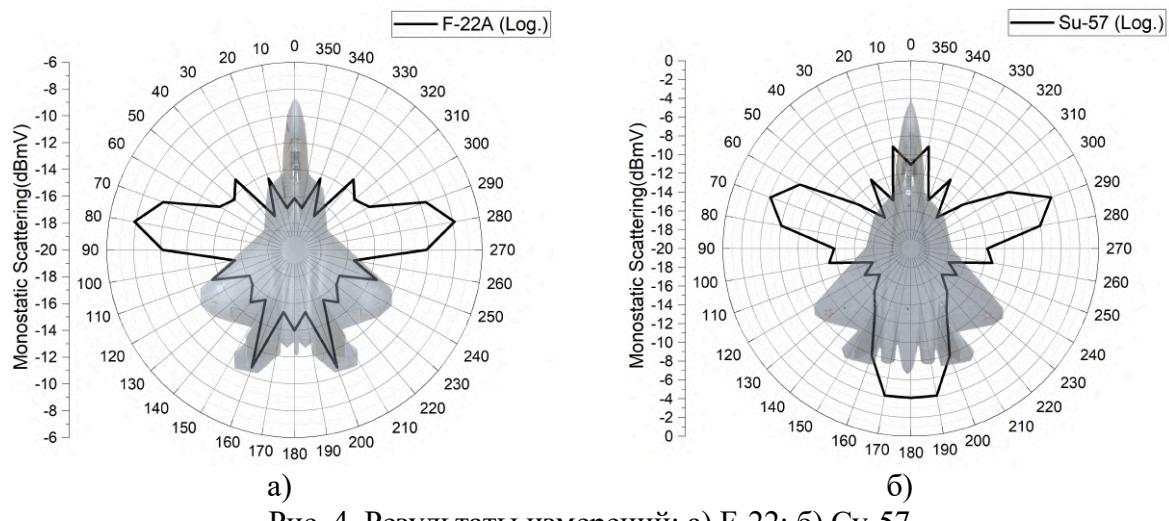


Рис. 4. Результаты измерений: а) F-22; б) Су-57.

Как видно, картины диаграмм обратного рассеяния схожи с результатами моделирования. Таким образом, можно сделать вывод, что предложенная методика может быть использована при проведении экспериментальных измерений в рамках лабораторных работ.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные результаты показывают, что применение современных технологий моделирования позволяют определить характеристики диаграмм обратного рассеяния объектов, провести оптимизацию структуры для минимизации радиолокационной заметности. Применение экспериментального измерения характеристик позволяет определить наглядно процедуру измерения, принципы работы радиолокации. Особенно наглядными в таком исследовании являются самолёты последнего поколения, так как в их конструкции применяются все последние идеи по минимизации радиолокационной заметности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Уфимцев П. Я. Метод краевых волн в физической теории дифракции. М.: Советское радио, 1962. – 243 с.
2. Rich B.R. Skunk Works: A Personal Memoir of My Years at Lockheed. New York: Back Bay Books-Little Brown and Company, 1994. – 372 p.
3. Майзельс Е.Н., Торгованов В.А. Измерение характеристик рассеяния радиолокационных целей. М.: Советское радио, 1972. – 233 с.

REFERENCES

1. Ufimtsev P.Ya. Fundamentals of the Physical Theory of Diffraction, Second edition. New Jersey: John Wiley & Sons Inc., 2014. – 300 p.
2. Rich B.R. Skunk Works: A Personal Memoir of My Years at Lockheed. New York: Back Bay Books-Little Brown and Company, 1994. – 372 p.
3. Maizels E.N., Torgovanov V.A. Measurement of scattering characteristics of radar targets. M.: Soviet radio, 1972. – 233 p.

МЕТОДИКА РАСЧЕТА МАТРИЦЫ ПОВЕРХНОСТНЫХ ИМПЕДАНСОВ МИКРОПОЛОСКОВОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ, РАСПОЛОЖЕННОГО НА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ЦИЛИНДРЕ

А. Н. Дементьев¹, Д. С. Клюев², Е. Э. Кривобоков³, А. М. Нещерет², Ю. В. Соколова²

¹МИРЭА - Российский технологический университет, Москва, РФ

²Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, Самара, РФ

³Центральный научно-исследовательский институт машиностроения, Московская обл., Королёв, РФ

Аннотация. Разработана методика расчета матрицы поверхностных импедансов микрополоскового излучателя, расположенного на диэлектрическом цилиндре, связывающей фурье-образ тангенциальной составляющей напряженности электрического поля на поверхности цилиндра и фурье-образ плотности тока на поверхности излучателя. С помощью данной матрицы можно получить интегральные представления электромагнитного поля конформных цилиндрических излучателей различной конфигурации, а также интегральные уравнения относительно плотности тока на их поверхности.

Ключевые слова: конформная антенна, микрополосковая антенна, матрица поверхностных импедансов.

CALCULATION METHOD OF THE MATRIX OF SURFACE IMPEDANCES OF A MICROSTRIP RADIATOR LOCATED ON A DIELECTRIC CYLINDER

A. N. Dementyev¹, D. S. Klyuev², E. E. Krivobokov³, A. M. Neshcheret², Yu. V. Sokolova²

¹MIREA - Russian Technological University, Moscow, Russia

²Povelzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, RF

³Joint-Stock Company "Central Research Institute of Mechanical Engineering", Moscow Region, Korolev, RF

Abstract. A technique has been developed for calculating the matrix of surface impedances of a microstrip emitter located on a dielectric cylinder, which relates the Fourier transform of the tangential component of the electric field strength on the cylinder surface and the Fourier transform of the current density on the emitter surface. Using this matrix, one can obtain integral representations of the electromagnetic field of conformal cylindrical radiators of various configurations, as well as integral equations for the current density on their surface.

Keywords: conformal antenna, microstrip antenna, surface impedance matrix.

1. ВВЕДЕНИЕ

Конформными антennами называются антennы, полностью повторяющие форму поверхности, на которой они размещены. Форма конформных антenn определяется в первую очередь не электромагнитными, а аэродинамическими требованиями, предъявляемыми к объекту, на котором они размещены. Поэтому основной областью применения таких антenn является военная авиационная и ракетная техника. Однако они также широко применяются и в гражданской авиации, военных судах и наземных транспортных средствах. Несмотря на наличие большого количества публикаций по данной тематике и в России, и за рубежом [1-4], свидетельствующих о том, что

конформные антенны сейчас находятся на пике научного интереса, до сих пор подробно не исследованы вопросы, связанные с формированием характеристик излучения конформных микрополосковых антенн, недостаточно изложены вопросы влияния размеров и геометрии излучателя на характеристики излучения.

Цель: разработка методики расчета матрицы поверхностных импедансов конформного микрополоскового излучателя, расположенного на диэлектрическом цилиндре.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

На рисунке 1 приведены характеристики исследуемой структуры. Исследуемая структура представляет собой бесконечный полый идеально проводящий цилиндр радиусом R . На поверхности цилиндра расположен слой диэлектрика толщиной d с диэлектрической проницаемостью ϵ_1 и магнитной проницаемостью μ_1 . Цилиндр расположен в среде с диэлектрической проницаемостью ϵ_2 и магнитной проницаемостью μ_2 . На поверхности диэлектрика конформно расположен идеально проводящий прямоугольный излучатель длиной $2l$ и угловой шириной 2Δ .

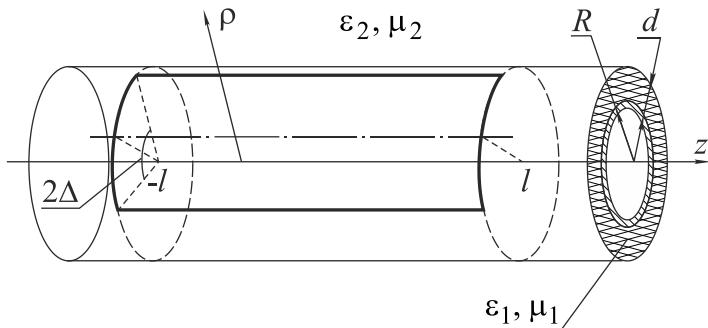


Рис. 1. Геометрия задачи

Векторы напряженности электрического поля \vec{E} , магнитного поля и поверхностной плотности тока $\vec{\eta}$ на излучателе представим в виде разложений в ряд Фурье по азимутальной координате φ и в интеграл Фурье по координате z :

$$\begin{aligned} \vec{E}(\rho, \varphi, z) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp(in\varphi) \int_{-\infty}^{\infty} \left(\bar{\rho}_0 E_{\rho}^F(n, h, \rho) + \right. \\ &\quad \left. + \bar{\phi}_0 E_{\varphi}^F(n, h, \rho) + \bar{z}_0 E_z^F(n, h, \rho) \right) \exp(-ihz) dh, \\ \vec{H}(\rho, \varphi, z) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp(in\varphi) \int_{-\infty}^{\infty} \left(\bar{\rho}_0 H_{\rho}^F(n, h, \rho) + \right. \\ &\quad \left. + \bar{\phi}_0 H_{\varphi}^F(n, h, \rho) + \bar{z}_0 H_z^F(n, h, \rho) \right) \exp(-ihz) dh, \\ \vec{\eta}(\varphi, z) &= \left[\bar{n}_0, \vec{H}^{(2)}(\rho = a, \varphi, z) - \vec{H}^{(1)}(\rho = a, \varphi, z) \right] = \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp(in\varphi) \int_{-\infty}^{\infty} \left(\bar{\phi}_0 \eta_{\varphi}^F(n, h, \rho = a) + \right. \\ &\quad \left. + \bar{z}_0 \eta_z^F(n, h, \rho = a) \right) \exp(-ihz) dh, \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned}
\vec{E}^F(n, h, \rho) &= \frac{1}{4\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} (\vec{\rho}_0 E_\rho(\rho', \varphi', z') + \vec{\varphi}_0 E_\varphi(\rho', \varphi', z') + \\
&\quad + \vec{z}_0 E_z(\rho', \varphi', z')) \exp(-in\varphi' + ihz') d\varphi' dz', \\
\vec{H}^F(n, h, \rho) &= \frac{1}{4\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} (\vec{\rho}_0 H_\rho(\rho', \varphi', z') + \vec{\varphi}_0 H_\varphi(\rho', \varphi', z') + \\
&\quad + \vec{z}_0 H_z(\rho', \varphi', z')) \exp(-in\varphi' + ihz') d\varphi' dz', \\
\vec{\eta}^F(n, h, \rho = a) &= \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\Delta-l}^{\Delta-l} (\vec{\varphi}_0 \eta_\varphi(\rho', \varphi', z') + \\
&\quad + \vec{z}_0 \eta_z(\rho', \varphi', z')) \exp(-in\varphi' + ihz') d\varphi' dz', \\
a &= R + d,
\end{aligned}$$

где $\vec{\rho}_0$, $\vec{\varphi}_0$, \vec{z}_0 — координатные орты; $\vec{H}^{(1)}$, $\vec{H}^{(2)}$ — векторы напряженностей магнитного поля на цилиндрической поверхности $\rho = a$; $\{E_\rho, E_\varphi, E_z\}$, $\{H_\rho, H_\varphi, H_z\}$, $\{\eta_\varphi, \eta_z\}$ — составляющие векторов напряженности электрического поля \vec{E} , напряженности магнитного поля \vec{H} и поверхностной плотности тока $\vec{\eta}$ соответственно, $\{E_\rho^F, E_\varphi^F, E_z^F\}$, $\{H_\rho^F, H_\varphi^F, H_z^F\}$, $\{\eta_\varphi^F, \eta_z^F\}$ — составляющие векторов фурье-образов напряженности электрического поля \vec{E} , напряженности магнитного поля \vec{H} и поверхностной плотности тока $\vec{\eta}$ соответственно.

Здесь и далее верхним индексом в скобках (m) будем обозначать номер соответствующей области: (1) — слой диэлектрика в области 1 ($R \leq \rho < a$) и (2) — окружающая его среда ($\rho > a$).

Плотность тока $\vec{\eta}$ равна нулю всюду кроме поверхности излучателя: $\rho = a$, $\varphi \in [-\Delta, \Delta]$, $z \in [-l, l]$. Это учтено в

Применим методику, описанную в [5], и для дальнейших расчетов будем использовать матрицу поверхностных импедансов, связывающую фурье-образ $\vec{E}_\tau^F = \{E_z^F, E_\varphi^F\}$ тангенциальной составляющей напряженности электрического поля \vec{E}_τ на поверхности цилиндра $\rho = a$ и фурье-образ $\vec{\eta}^F = \{\eta_\varphi^F, \eta_z^F\}$ плотности тока $\vec{\eta}$ на поверхности излучателя следующим образом:

$$\begin{bmatrix} E_z^F \\ E_\varphi^F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \eta_z^F \\ \eta_\varphi^F \end{bmatrix}. \quad (1)$$

На первом этапе определяют матрицы входных адmittансов $[Y^{(m)}]$, связывающие фурье-образы составляющих напряженностей магнитного $\{H_z^{F(m)}, H_\varphi^{F(m)}\}$ и электрического $\{E_z^{F(m)}, E_\varphi^{F(m)}\}$ полей в соответствующих областях.

$$\begin{bmatrix} H_{\varphi}^{F(m)} \\ H_z^{F(m)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11}^{(m)} & Y_{12}^{(m)} \\ Y_{21}^{(m)} & Y_{22}^{(m)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_z^{F(m)} \\ E_{\varphi}^{F(m)} \end{bmatrix}, m=1,2.$$

На втором этапе определяют элементы матрицы поверхностных адmittансов $[Y]$ цилиндра $\rho = a$:

$$\begin{bmatrix} \eta_z^F \\ \eta_{\varphi}^F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_z^F \\ E_{\varphi}^F \end{bmatrix}, \quad (2)$$

которые связаны с элементами матрицы входных адmittансов выражением.

$$[Y] = [Y^{(2)}] - [Y^{(1)}].$$

На третьем заключительном этапе определяют матрицу $[Z]$, которая, как видно из выражений (1) и (2), является обратной для $[Y]$.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе представлена методика расчета матрицы поверхностных импедансов микрополоскового излучателя, расположенного на диэлектрическом цилиндре. С помощью данной матрицы можно получить интегральные представления поля излучения такой структуры, а также интегральные уравнения для определения плотности тока на ее поверхности. Данную методику можно обобщить на диэлектрические объекты более сложной формы, например, линзы. Диэлектрические линзы, как известно, широко применяются в антенной технике [6,7]

ЛИТЕРАТУРА

1. Svezhentsev A.Y. Patch shape influence upon radar cross section of a cylindrical microstrip antenna / A.Y. Svezhentsev, V.V. Kryzhanovskiy // Progress In Electromagnetics Research, 2009, Vol. 15, – Pp. 307-324.
2. Ильин Е.М. Конформные антенные системы – перспективное направление развития бортовых РЛК для беспилотных летательных аппаратов / Е.М. Ильин, А.И. Полубехин, А.Г. Черевко // Вестник СибГУТИ, 2015, № 2. – С. 149-155.
3. Semkin V. Beam switching conformal antenna array for mm-wave communications / V. Semkin, F. Ferrero, A. Bisognin and oth. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2016, Vol. 15, – Pp. 28-31.
4. Josefsson L. Conformal array antenna theory and design. Piscataway / L. Josefsson, P. Persson. – New Jersey: IEEE Press, Wiley-Interscience, 2006. – 472 p.
5. Дементьев А.Н. Сингулярные и гиперсингулярные интегральные уравнения в теории зеркальных и полосковых антенн / Дементьев А.Н., Клюев Д.С., Неганов В.А., Соколова Ю.В. М.: Радиотехника, 2015. – 216 с.
6. Захаров Е.В. Гибридные диэлектрические линзовье антенны средств связи сантиметрового и миллиметрового диапазонов / Захаров Е.В., Ильинский А.С., Медведев Ю.В., Перфилов О.Ю., Самохин А.Б., Скородумов А.И., Харланов Ю.Я. // Журнал радиоэлектроники, 2020, № 2. - С. 6.
7. Медведев Ю.В. Разработка конструкций диэлектрических купольных линзовых антенн СВЧ диапазона с улучшенными аэродинамическими характеристиками и повышенной механической прочностью / Медведев Ю.В. // Журнал радиоэлектроники, 2014, № 11. - С. 8.

REFERENCES

1. Svezhentsev A.Y. Patch shape influence upon radar cross section of a cylindrical microstrip antenna / A.Y. Svezhentsev, V.V. Kryzhanovskiy // Progress In Electromagnetics Research, 2009, Vol. 15, – Pp. 307-324.
2. Il'Yin E. M. Conformal antenna systems - a promising direction for the development of airborne radar complex UAVs / E.M. Il'Yin, A.I. Polubekhin, A.G. Cherevko // The Herald of the Siberian State University of Telecommunications and Information Science, 2015, No. 2. – Pp. 149-155.
3. Semkin V. Beam switching conformal antenna array for mm-wave communications / V. Semkin, F. Ferrero, A. Bisognin and oth. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2016, Vol. 15, – Pp. 28-31.
4. Josefsson L. Conformal array antenna theory and design. Piscataway / L. Josefsson, P. Persson. – New Jersey: IEEE Press, Wiley-Interscience, 2006. – 472 p.
5. Dementev A.N. Singular and hypersingular integral equations in the reflector and strip antennas theory / Dementev A.N., Klyuev D.S., Neganov V.A., Sokolova Yu.V. Moscow: Radiotekhnika, 2015. – 216 p.
6. Zakharov E.V. Hybrid dielectric lens antennas for communications of the centimeter and millimeter wave bands. Overview / Zakharov E.V., Ilyinsky A.S., Medvedev Yu.V., Perfilov O.Yu., Samokhin A.B., Skorodumov A.I., Kharlanov Yu.A. // Journal of Radio electronics, 2020, No. 2. - P. 6.
7. Medvedev Yu.V. Development of designs of dielectric dome lens antennas in the microwave range with improved aerodynamic characteristics and increased mechanical strength / Medvedev Yu.V. // Journal of Radio electronics, 2014, No. 11. - P. 8.

МНОГОЛУЧЕВЫЕ АНТЕННЫ ДЛЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

Ю. Е. Седельников¹, А. Р. Садыков¹, В.А. Скачков¹

¹Казанский национальный исследовательский технический университет им. А. Н. Туполева – КАИ, г. Казань, Россия

Аннотация. В настоящей публикации рассмотрены вопросы построения антенн для перспективных низкоорбитальных многоспутниковых систем передачи данных. Рассмотрены особенности построения многолучевых антенных решеток, устанавливаемых на космических аппаратах. Для использования в указанных антенных системах предложен новый вариант элемента антенной решетки, обладающий приемлемыми электрическими параметрами при уменьшенных поперечных габаритах. Приведены данные электродинамического моделирования.

Ключевые слова: антенная решетка, многолучевая антенная решетка, антенны космических аппаратов, запредельный волновод.

MULTIBEAM ANTENNAS FOR FUTURE SATELLITE COMMUNICATION SYSTEMS

Yu. E. Sedelnikov¹, A. P. Sadykov¹, V.A. Skachkov¹

¹Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev A.N. Tupolev-KAI

Abstract. In this publication, we consider the problems of antenna design for promising low-orbit multi-satellite data transmission systems. The peculiarities of construction of multibeam antenna arrays mounted on spacecraft are considered. For use in these antenna systems, a new version of the antenna array element, which has acceptable electrical parameters with reduced cross-sectional dimensions, is proposed. Data of electrodynamic modeling are presented.

Keywords: antenna array, multibeam antenna array, spacecraft antennas, forbidden waveguide.

1. ВВЕДЕНИЕ

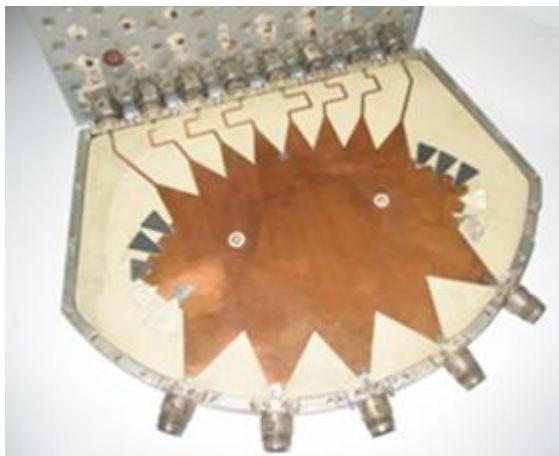
В современном мире происходит стремительное развитие систем космической связи (СКС) различного назначения. Их неотъемлемой частью являются многоспутниковые системы передачи данных. Особенность функционирования перспективных низкоорбитальных многоспутниковых систем требует использования в их составе относительно слабонаправленных (как правило, с коэффициентом усиления не более 10...15 дБ) многолучевых антенн круговой поляризации, перекрывающих широкий сектор углов - до $\pm 90^\circ$. Создание таких антенн сопряжено с определенными трудностями, в том числе связанными с построением излучателя решетки.

В частности, условия установки антенн на космическом аппарате предъявляют повышенные требования к устойчивости к внешним воздействующим факторам (ВВФ). В частности, практически исключается применение излучателей, конструкция которых содержит высокочастотные диэлектрики, в частности печатные антенны, плоские спирали и др. Кроме того, в рассматриваемых задачах, возникают дополнительные ограничения на поперечные габариты элемента решетки, что вместе с требованием приема (передачи) сигналов круговой поляризации, делает задачу построения антенны нетривиальной.

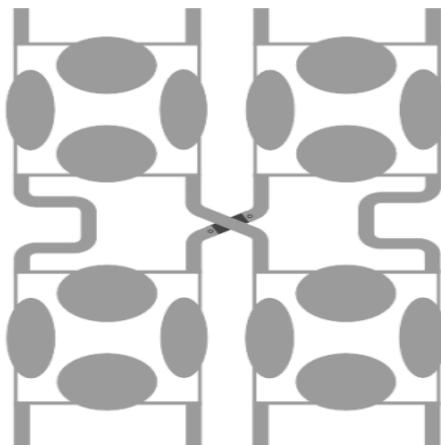
В работе рассмотрены особенности построения относительно слабонаправленных многолучевых АР с использованием нового типа излучающих элементов круговой поляризации щелевого типа.

2. Принципы построения бортовых многолучевых антенн перспективных низкоорбитальных систем

Как правило, антенные системы должны обеспечить прием и передачу радиосигналов дециметрового диапазона волн с круговой поляризацией в широком секторе углов, до $\pm 90^\circ$ в одной из главных плоскостей, с коэффициентом усиления не менее 10...15 дБ, что возможно только при использовании многолучевых антенн. Принцип построения многолучевых антенных решеток достаточно хорошо известны [1-2]. В базовом варианте антенна представляет собой линейную решетку из слабонаправленных излучателей круговой поляризации, возбуждаемую диаграммообразующей схемой (ДОС) фидерного типа. Наиболее реалистично применение ДОС в виде так называемых матриц Батлера или линз Ротмана, выполненных на основе полосковых линий. (Рисунок 1). Способы анализа и построения таких ДОС хорошо известны.



ДОС в виде полосковой линзы Ротмана



Топология варианта малогабаритной ДОС
в виде матрицы Батлера

Рис. 1. ДОС ДМ диапазона в полосковом исполнении.

Важной особенностью широкоугольных малоэлементных сканирующих или многолучевых антенн является ограничение допустимого шага решетки величиной максимального отклонения луча от нормали, причем это значение меньше классического, составляющего половину длины волны. При большем шаге в диаграмме направленности антенны недопустимо возрастают уровни боковых лепестков, поскольку в зону видимых углов начинает «заходить» вторичный дифракционный максимум. Иллюстрацией служит рисунок 2

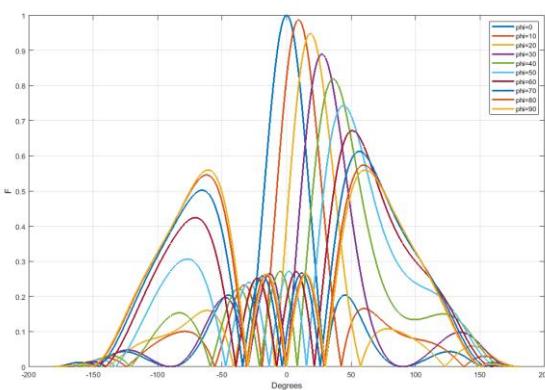
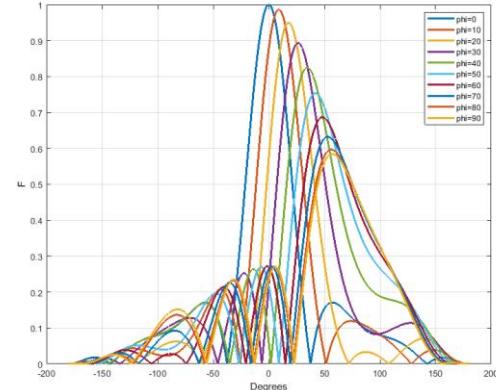
ДН при значении шага решетки 0.5λ ДН при значении шага решетки 0.41λ

Рис. 2. ДН линейной антенной решетки при различном отклонении луча от нормали.

Альтернативным вариантом может явиться развертываемая конструкция, в которой снижено значение угла максимального отклонения луча (Рисунок 3). Проведенные оценки показывают, что в данном варианте построения антенны электрические характеристики могут не только не уступать базовому варианту, но и превосходить их вследствие меньшего снижения коэффициента усиления крайних лучей. Однако, и в этом случае шаг решетки может ограничиваться аналогичными факторами.

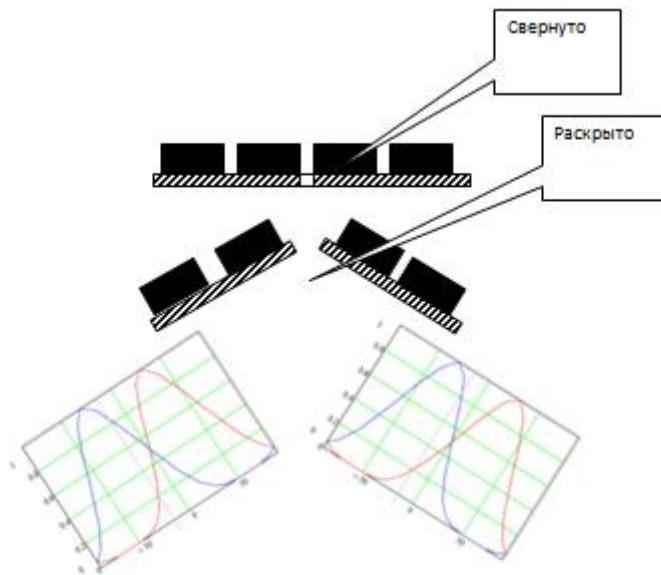


Рис. 3. Разворачиваемая антenna (4 луча)

Таким образом, для построения подобных антенн требуются излучатели с поперечными размерами несколько меньшими половины длины волн. Большинство классических решений, например, турникетный элемент, открытый конец круглого волновода и др., не отвечает данному требованию. Кроме того, ряд известных приемов, например, использование круглого волновода с диэлектрическим заполнением, не может быть использован по условиям применения. В указанных целях может найти применение, видоизмененный вариант антенны, ранее предложенный авторами для задач контактной радиотермометрии [3,4].

3. МАЛОГАБАРИТНЫЙ ИЗЛУЧАТЕЛЬ

Предлагаемый излучатель (Рисунок 4) представляет собой кольцевую щель, расположенную на торцевой стенке круглого волновода и возбуждаемую в квадратуре. Волновод имеет поперечные размеры, исключающие распространение волны основного типа H11. Минимальное значение диаметра щели, требуемое для возбуждения первой пространственной гармоники магнитного тока, составляет около трети длины волны, что позволяет ее размещение на торцевой стенке волновода. С целью проверки работоспособности и оценки достижимых параметров антенны проведены модельные расчеты с использованием общераспространенного пакета электродинамического моделирования CST Microwave Studio

Исходные данные для моделирования: антенна предназначена для приема/передачи электромагнитных волн правой круговой поляризации в диапазоне частот $1\pm1\%$ ГГц.

Моделируемый излучатель выполнен на основе цилиндрического волновода с кольцевой щелью в торцевой стенке. Для волны данной частоты основного типа H11 диаметр волновода должен быть не менее 0.58λ . В предложенном варианте волновод в составе имеет поперечные размеры меньше критического значения, что исключает распространения ее. Построение антенны с «резонатором» в виде запредельного волновода делает практически некритичным значение глубины цилиндра, что позволяет сократить не только поперечные, но и продольные габаритные размеры излучателя и, следовательно, антенны в целом.

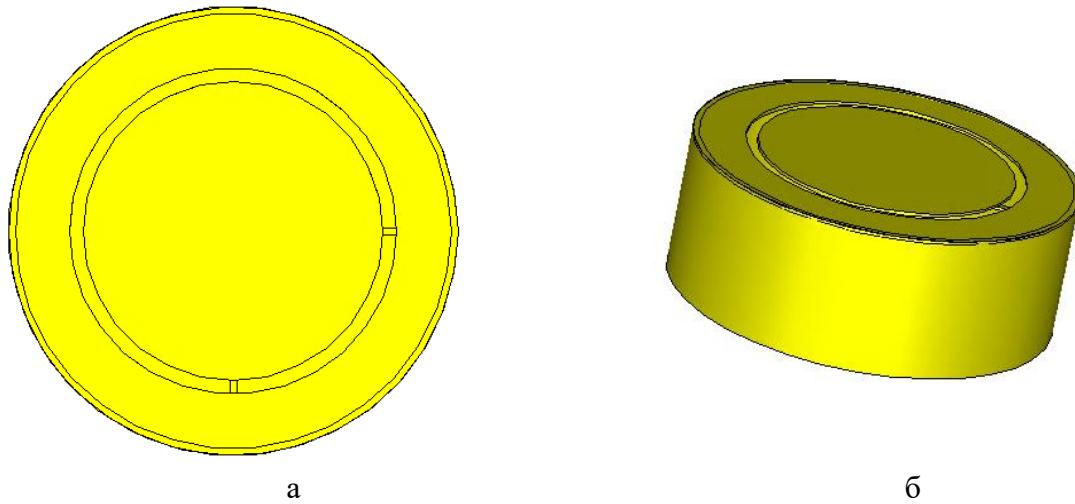


Рис. 4. Электродинамическая модель антенны. а – вид сверху, б – общий вид.

Габаритные размеры моделируемого излучателя: радиус: 66 мм, высота: 50 мм. На рисунках 5-7 приведены результаты электродинамического моделирования антенны.

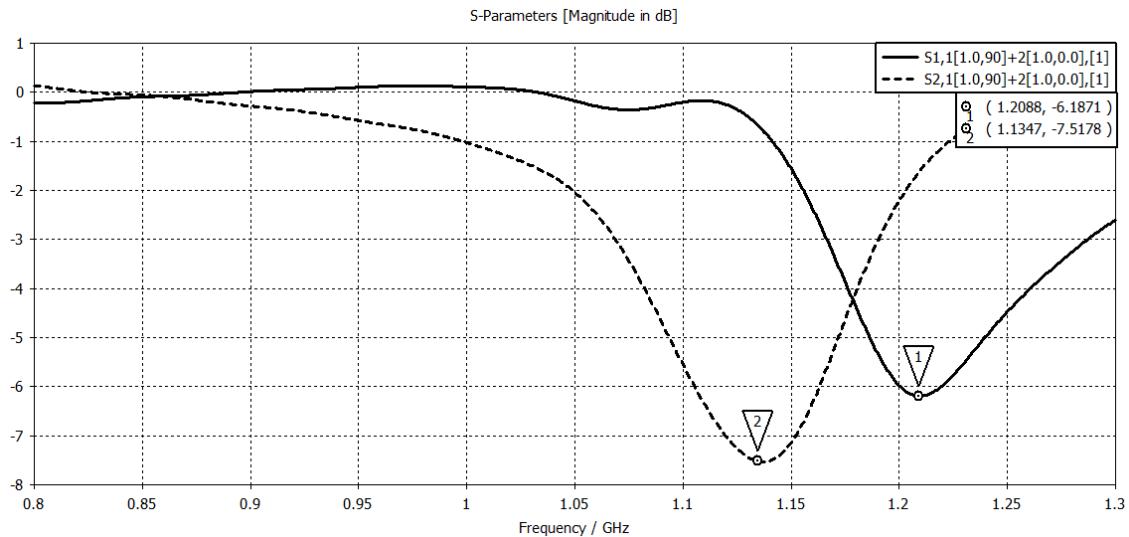


Рис. 5. S-параметры антенны. Сплошной линией показан коэффициент отражения, пунктирующей - коэффициент передачи между портами (развязка)

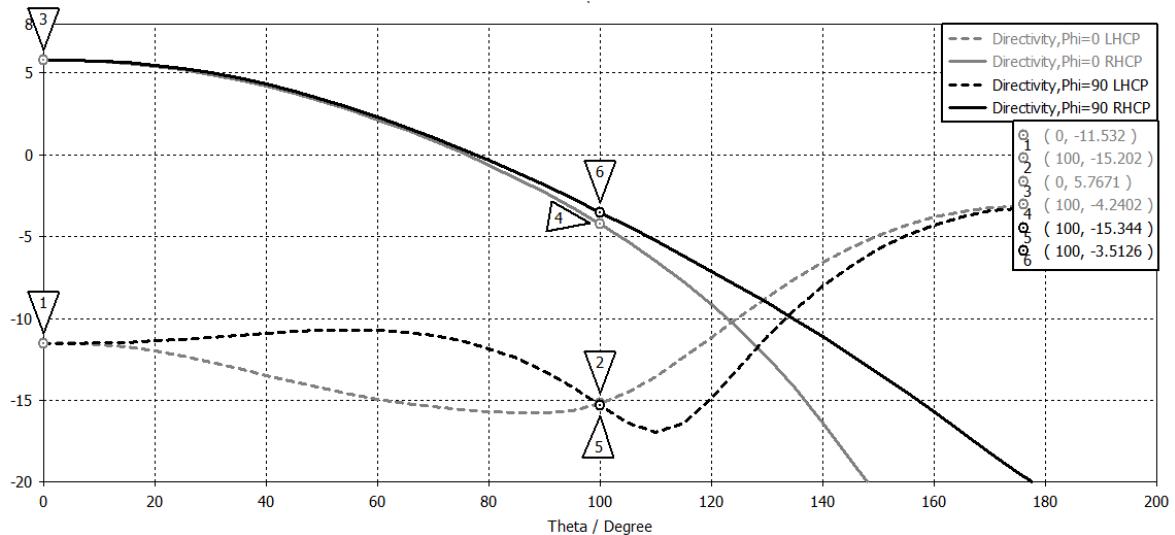


Рис. 6. ДН антенны в вертикальной и горизонтальной плоскостях для левой и правой поляризации и КЭ.

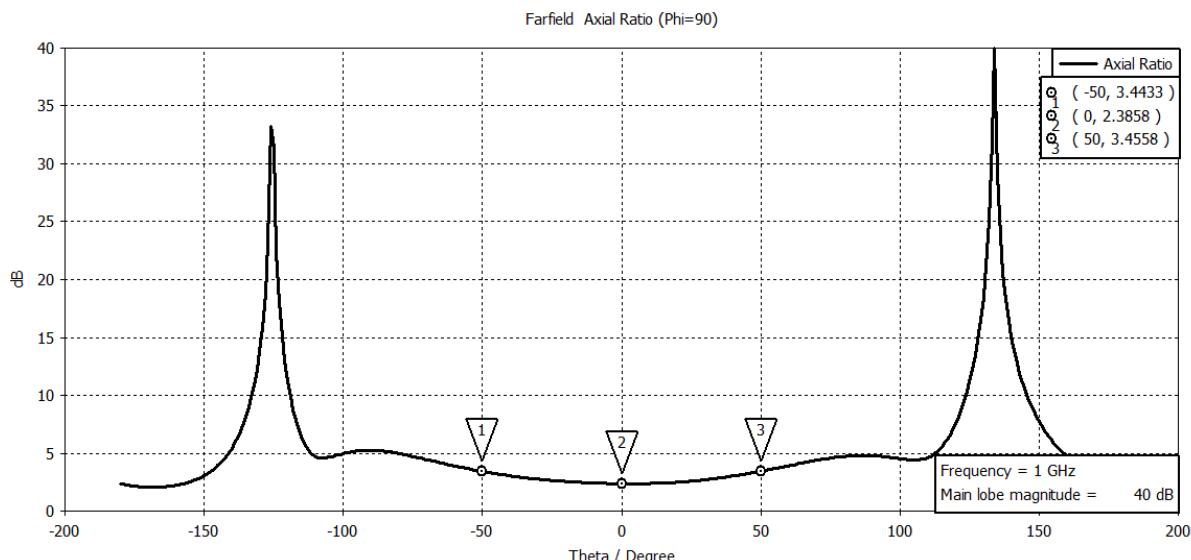


Рис. 7. а - ДН антенны в вертикальной и горизонтальной плоскостях на частоте 1 ГГц, б – КЭ антенны.

Результаты проведенного моделирования подтверждают, что предложенный вариант является работоспособным, позволяющим рассматривать его как основу для разработки практических вариантов конструкции малогабаритного излучателя круговой поляризации.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработан вариант излучателя многолучевой антенной решетки на основе волновода с частотой ниже критической позволяет уменьшить расстояние между элементами антенной решетки, вследствие уменьшения размеров самого элемента, что приводит к улучшению характеристик антенны, а именно исключению влияния вторичных дифракционных максимумов на ДН и уменьшению общих массогабаритных размеров системы. В заключение авторы выражают благодарность к.т.н. Данилову И.Ю. за интерес, проявленный к работе, и сделанные им предложения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сканирующие антенные системы СВЧ. пер. с англ. под ред. Г.Т. Маркова и А.Ф. Чаплин. Т.3, М.» Сов. Радио», 1971-455с
2. А. В. Шишлов, Б. А. Левитан, С.А. Топчиев, В. Р. Анпилогов, В. В. Денисенко Многолучевые антенны для систем радиолокации и связи // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2018 № 7 Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jul18/6/text.pdf>
3. Седельников Ю.Е., Скачков В.А., Садыков А.Р АНТЕННА-АППЛИКАТОР ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ ВНУТРЕННИХ ТКАНЕЙ БИОЛОГИЧЕСКОГО ОБЪЕКТА // Патент на изобретение 2744537C1, 11.03.2021. Заявка № 2020109529 от 03.03.2020.
4. Sedelnikov Y. E., Adel'R S., Skachkov V. A. Antenna-applicator for Non-invasive Detection of Internal Tissues Anomalies of Biological Objects //2021 Antennas Design and Measurement International Conference (ADMInC). – IEEE, 2021. – С. 19-22.

REFERENCES

1. Skaniruyushchie antennye sistemy SVCH. per. s angl. pod red. G.T. Markova i A.F. CHaplin. T.3, M.» Sov. Radio», 1971-455s
2. A. V. SHishlov, B. A. Levitan, S.A. Topchiev, V. R. Anpilogov, V. V. Denisenko Mnogoluchevye antenny dlya sistem radiolokacii i svyazi // ZHurnal radioelektroniki [elektronnyj zhurnal]. 2018 № 7 Rezhim dostupa: <http://jre.cplire.ru/jre/jul18/6/text.pdf>
3. Sedel'nikov YU.E., Skachkov V.A., Sadykov A.R ANTENNA-APPLIKATOR DLYA IZMERENIYA TEMPERATURY VNUTRENNIH TKANEJ BIOLOGICHESKOGO OB"EKTA // Patent na izobretenie 2744537C1, 11.03.2021. Zayavka № 2020109529 ot 03.03.2020.
4. Sedelnikov Y. E., Adel'R S., Skachkov V. A. Antenna-applicator for Non-invasive Detection of Internal Tissues Anomalies of Biological Objects //2021 Antennas Design and Measurement International Conference (ADMInC). – IEEE, 2021. – C. 19-22.

МОДЕЛИРОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ЦИФРОВОЙ ПЕЛЕНГАЦИИ С УЧЁТОМ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ АНТЕННЫХ РЕШЁТОК САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

Ю. Б. Нечаев¹, В. А. Жигулин²

¹Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

²Елецкий государственный университет (ЕГУ), Елец, Россия

Аннотация. В работе исследуются алгоритмы оценки угловых координат радиосигналов сантиметрового диапазона для цифровых антенных решёток. Приводится описание алгоритмов Бартлетта, Кейпона и со сверхразрешением MUSIC. Работа данных алгоритмов оценивается с учётом взаимного влияния элементов антенных решёток, рассчитываемого согласно методу моментов. Данный метод применяется для линейной решётки, состоящей из полуволновых диполей, а также прямоугольных микрополосковых антенн. Осуществляется сравнительная оценка алгоритмов радиопеленгации, и приводятся полученные графики псевдоспектра с учетом искажений диаграмм направленности, а также полученных в ходе электродинамического моделирования S-параметров антенных решёток.

Ключевые слова: цифровая пеленгация, антенные решётки, S-параметры, псевдоспектр.

MODELING OF DIGITAL DIRECTION FINDING ALGORITHMS TAKING INTO ACCOUNT THE MUTUAL INFLUENCE OF ELEMENTS OF ANTENNA ARRAYS IN THE CENTIMETER RANGE

Yu. B. Nечаев¹, V. A. Zhigulin²

¹Voronezh State University, Voronezh, Russia

²Bunin Yelets State University, Yelets, Russia

Abstract. The paper investigates algorithms for estimating the angular coordinates of centimeter-range radio signals for digital antenna arrays. A description of the Bartlett, Capon, and super-resolution MUSIC algorithms is given. The operation of these algorithms is evaluated taking into account the mutual influence of the elements of the antenna arrays, calculated according to the method of moments. This method is used for a linear array consisting of half-wave dipoles, as well as rectangular microstrip antennas. A comparative evaluation of the radio direction finding algorithms is carried out, and the obtained pseudospectral graphs are given, taking into account the distortions of the radiation patterns, as well as the S-parameters of the antenna arrays obtained during electrodynamic modeling.

Keywords: digital direction finding, antenna arrays, S-parameters, pseudospectrum.

1. ВВЕДЕНИЕ

История развития пеленгации насчитывает множество лет. Необходимость в определении направления к источнику сигнала появилась с момента, когда человечество начало активно осваивать радиоволны как способ передачи сообщений. Не утратила свою актуальность данная тема и в нынешнее время. Повсеместная цифровизация и автоматизация процессов привела к развитию цифровых методов радиопеленгации.

Данная статья посвящена дополнению и цифровому моделированию алгоритмов цифровой пеленгации. Были сформулированы следующие задачи:

- Выбрать несколько алгоритмов и изучить принципы их работы.

- Провести дополнение существующих алгоритмов таким образом, чтобы в них учитывались особенности реальных антенных решёток. Для этого:
 - Провести моделирование антенных решёток с разными видами антенных элементов.
 - Измерить характеристики данных решёток и внести соответствующие дополнения в модели алгоритмов пеленгации.
- Провести моделирование алгоритмов цифровой пеленгации и сравнить полученные графики псевдоспектров.

2. ОПИСАНИЕ АЛГОРИТМОВ

В данной работе рассматриваются алгоритмы оценки угловых координат радиосигналов для цифровых антенных решёток. Их целью является определение мощности сигнала на выходе антенны в зависимости от угла прихода сигнала. По максимумам этой функции, называемой псевдоспектром, можно оценить, с какого направления поступает радиосигнал. Существует достаточно большое количество подобных алгоритмов. Конкретно в данной статье рассматриваются алгоритмы Барлетта, Кейпона и MUSIC. Каждый из этих алгоритмов предлагает свой способ расчёта псевдоспектра, однако для каждого из них необходимо провести схожий ряд предварительных расчётов.

Рассмотрим принцип работы данных алгоритмов. Пусть имеется линейная антennaя решётка, состоящая из M антенных элементов. Она принимает D независимых сигналов из D разных направлений с углами θ_D , как показано на рис. 1. Здесь $S_D(k)$ – падающий на antennную решётку сигнал, $X_M(k)$ – это принятый сигнал с M -го антенного элемента, $y(k)$ – итоговый выходной сигнал.

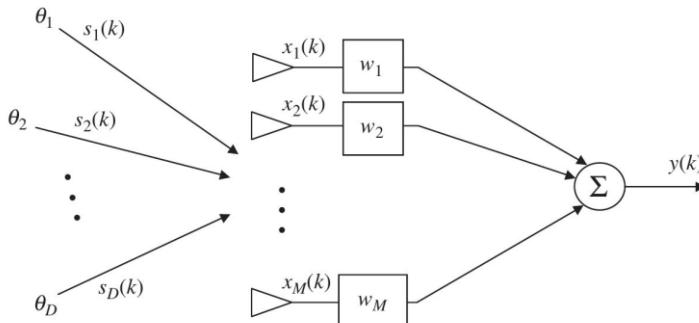


Рис.1. М-элементная antennная решётка с D поступающими сигналами

Однако в рассматриваемых алгоритмах используется не самими матрицы комплексных амплитуд сигналов, а корреляционная матрица. Её можно рассчитать по следующей формуле:

$$\bar{R}_{xx} = \bar{A}\bar{R}_{ss}\bar{A}^H + \bar{R}_{nn} \quad (1)$$

где \bar{R}_{ss} – корреляционная матрица источника. В случае, когда сигналы некоррелированные, \bar{R}_{ss} представляет собой диагональную матрицу; \bar{R}_{nn} – корреляционная матрица шумов; \bar{A} – матрица сканирующих векторов, рассчитываемая по следующей формуле:

$$\bar{A} = [\bar{a}(\theta_1) \bar{a}(\theta_2) \cdots \bar{a}(\theta_D)] \quad (2)$$

где $\bar{a}(\theta_D)$ – это сканирующий вектор из M элементов для направления θ .

Далее на основе корреляционной матрицы рассчитывается псевдоспектр. Рассмотрим подробнее формулы, по которым проводится данный расчёт:

$$P_B(\theta) = \bar{a}(\theta)^H \bar{R}_{xx} \bar{a}(\theta) \quad (3)$$

$$P_C(\theta) = \frac{1}{\bar{\alpha}(\theta)^H \bar{R}_{yy}^{-1} \bar{\alpha}(\theta)} \quad (4)$$

$$P_{MU}(\theta) = \frac{1}{|\bar{\alpha}^H(\theta) \bar{E}_N \bar{E}_N^H \bar{\alpha}(\theta)|} \quad (5)$$

Выражение (3) соответствует методу Барлетта, формула (4) – методу Кейпона. Метод MUSIC (5) несколько отличается от представленных выражений. В его формуле используется не корреляционная матрица (1), а вычисляемый на её основе собственный вектор шумов \bar{E}_N .

В данной работе исследуются алгоритмы и соответствующие им программы для среды MATLAB, описанные в работе [6]. Однако представленные в оригинальной работе начальные условия мало подходят для реальных антенных решёток, т.к. в качестве элементов решётки используются идеальные изотропные излучатели, не реализуемые на практике. В связи с этим было решено составить алгоритмы так, чтобы в них учитывались параметры реальных антенных решёток, в частности диаграммы направленности, а также взаимное влияние элементов.

3. ПАРАМЕТРЫ РЕАЛЬНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЁТОК

Антеннная решётка - сложная антенна, содержащая совокупность излучающих элементов (одиночных антенн или групп антенн), расположенных в пространстве в определённом порядке, ориентированных и возбуждаемых так, чтобы получить заданные параметры. Диаграмма направленности антенных решёток формируется за счёт:

1. Формы диаграммы направленности отдельных элементов антенной решётки;
2. Взаимного расположения элементов антенной решётки;
3. Способа возбуждения элементов антенной решётки.

При этом все элементы решётки влияют друг на друга, из-за чего диаграмма направленности отдельного элемента решётки сильно отличается от диаграммы такого же элемента, но вне решётки. Пример представлен на рис. 2.

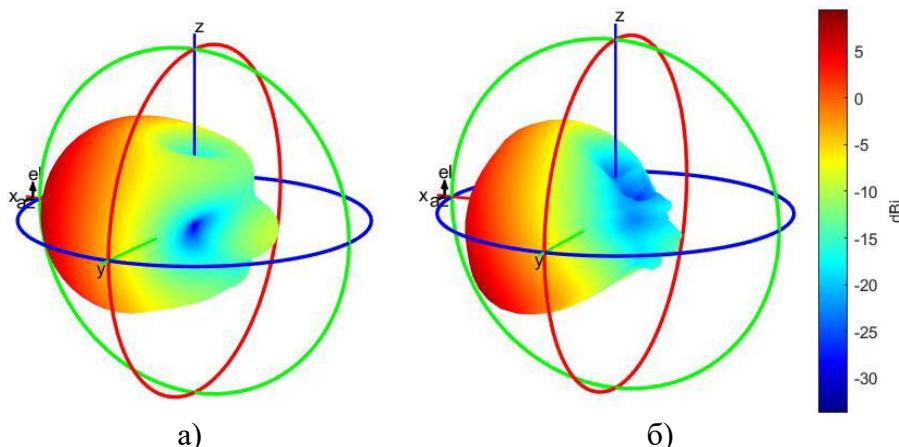


Рис.2. Диаграммы направленности патч-антенны а) без учёта взаимного влияния элементов антенной решётки, б) с учётом взаимного влияния

Для проведения более приближённых к реальности расчётов, в алгоритмах пеленгации необходимо учитывать диаграммы направленности каждого элемента антенной решётки. Для этих целей было проведено моделирование согласно методу моментов антенных решёток с двумя разными типами антенных элементов:

полуволновыми диполями и патч-антеннами. Моделирование проводилось согласно следующим параметрам:

- тип антенной решётки – линейная;
- количество элементов решётки $M = 6$;
- расстоянием между элементами решётки равно половине длины волны $\lambda/2$;
- частота принимаемого сигнала – 5 ГГц.

Все расчёты и моделирование проводилось в цифровом виде с помощью среды MATLAB и пакета Antenna Toolbox. На рис. 3 представлены полученные модели.

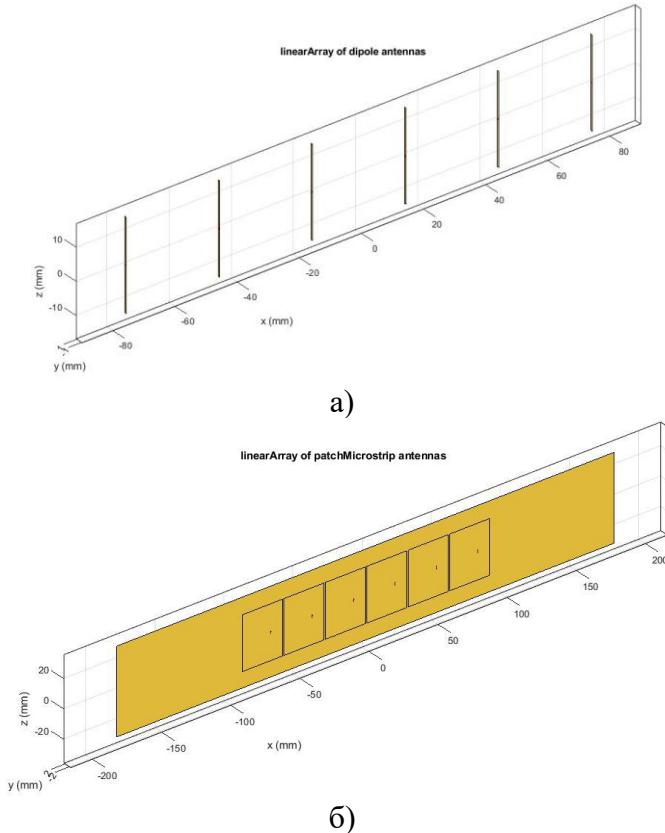


Рис.3. Модели антенных решёток с элементами а) полуволновыми диполями, б) патч-антеннами.

Далее, посредством функций программного пакета, были рассчитаны значения диаграммы направленности для каждого элемента антенной решётки. Полученные графики представлены на рис. 4. После этого изменению подверглись выражения для нахождения сканирующих векторов \bar{a} из формул (2-5). При этом важно отметить, что данные векторы отличаются в обеих формулах. Так, сканирующий вектор в формуле (2) учитывает диаграмму направленности каждого элемента решётки с учётом взаимного влияния элементов друг на друга. Однако в случае реальных антенн данные параметры, как правило, остаются неизвестными. Поэтому в формулах для нахождения псевдоспектра (3-5) (именно по этим формулам работает цифровая составляющая антенной решётки, выполненная «в железе») сканирующий вектор \bar{a} не учитывает взаимного влияния элементов решётки.

В данной работе рассматриваются два варианта расчёта сканирующих векторов \bar{a} . Различия заключаются в способе расчёта фазовых сдвигов для линейных антенных решёток:

$$\bar{a}(\theta) = [f(\theta) \ f(\theta) \cdot e^{-j2\pi D \sin \theta} \dots f(\theta) \cdot e^{-j(M-1)2\pi D \sin \theta}] \quad (6)$$

где $f(\theta)$ – это значение диаграммы направленности в направлении угла θ , D – это расстояние между элементами антенной решётки.

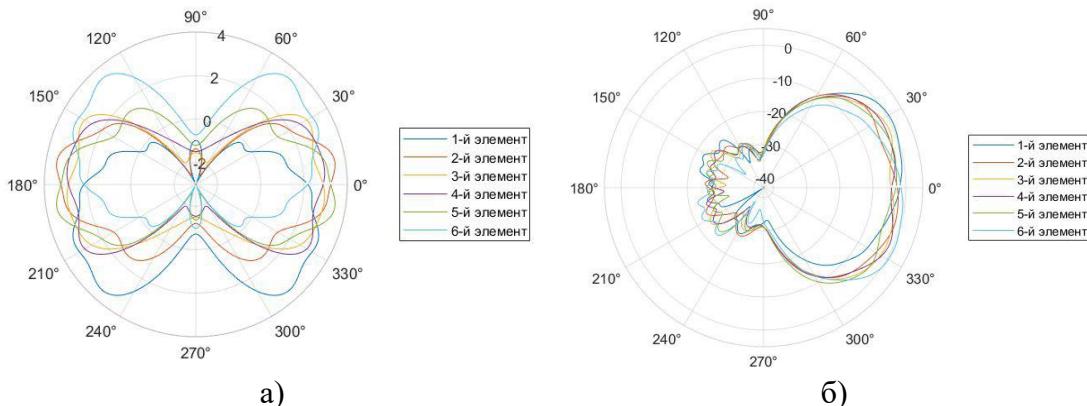


Рис.4. Пример взаимного влияния элементов. Диаграммы направленности отдельных элементов а) дипольной антенной решётки, б) с патч-антенными.

Кроме изменений в диаграммах направленности, взаимное влияние элементов антенной решётки также выражается в матрицах S -параметров. Различные типы СВЧ-устройств можно описать с помощью падающих и отражённых волн, которые распространяются в подключённых к ним линиях (портах). Связь между этими волнами описывается волновой матрицей рассеяния или матрицей S -параметров. Например, для шестиэлементной антенной решётки матрица взаимного влияния на основе S -параметров будет представлять собой массив размерностью 6×6 :

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} & S_{15} & S_{16} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} & S_{25} & S_{26} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} & S_{35} & S_{36} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} & S_{45} & S_{46} \\ S_{51} & S_{52} & S_{53} & S_{54} & S_{55} & S_{56} \\ S_{61} & S_{62} & S_{63} & S_{64} & S_{65} & S_{66} \end{pmatrix} \quad (7)$$

где S_{11} представляет собой мощность, отразившуюся от порта (элемента) 1, S_{12} представляет мощность, наводимую элементом 2 на элементе 1, S_{21} представляет мощность, наводимую с элемента 1 на 2, и т.д. В общем, S_{NM} представляет собой мощность, передаваемую от порта M к порту N в многопортовой сети.

Для большей достоверности моделирования нами было решено учесть влияние S -параметров в алгоритме пеленгации. Для этого для ранее созданных моделей антенных решёток были рассчитаны матрицы S -параметров. В следующей таблице в качестве примера приведены некоторые полученные в ходе электродинамического моделирования значения для обеих решёток.

Таблица 1. Некоторые полученные значения S -параметров

Тип элемента антенной решётки	Значения матрицы S -параметров					
	S_{11}	S_{12}	S_{13}	S_{14}	S_{15}	S_{16}
Полуволновой диполь	амплитуда	0.225	0.180	0.079	0.049	0.035
	сдвиг фазы, град.	-20.2	-124.1	38.1	-151.2	25.4
Патч-антенна	амплитуда	0.217	0.370	0.168	0.073	0.030
	сдвиг фазы, град.	116.9	-119.2	128.9	11.1	-90.5
						155.2

После расчёта матрицы S -параметров были дополнены алгоритмы цифровой пеленгации. В частности, была дополнена формула для нахождения корреляционной матрицы (1) следующим образом:

$$R_{xx} = (\mathbf{CA})\mathbf{R}_{ss}(\mathbf{CA})^H + \mathbf{R}_{nn} \quad (8)$$

где C – матрица взаимного влияния с учётом S -параметров, вида [4]:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} S_{11} + (1 - |S_{11}|) & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} + (1 - |S_{22}|) & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} + (1 - |S_{33}|) \end{bmatrix} \quad (9)$$

4. РАСЧЁТЫ И МОДЕЛИРОВАНИЕ

После всех дополнений, необходимо провести сравнение модифицированных алгоритмов цифровой пеленгации. Для всех вариантов алгоритмов были приняты следующие общие условия:

- Пеленгация осуществляется по азимуту в пределах от -90° до $+90^\circ$, при значении угла места равном 0° ;
- На антеннную решётку поступает два несвязанных между собой сигнала с углами места 0° и азимутами $+10^\circ$ и -10° соответственно;
- Мощность шума $\sigma^2=0,1$.

Для сравнения были выбраны алгоритмы Барлетта, Кейпона и MUSIC. Всего для антенной решётки с элементами – диполями и патч-антенными было проведено пять исследований. Моделирование проводилось как с учётом взаимного влияния антенных элементов, так и без учёта. Для антенной решётки с прямоугольными микрополосковыми элементами было дополнительно проведено моделирование с увеличенным межэлементным расстоянием до $0,6\lambda$. На рис. 5 и рис. 6 представлены результаты моделирования.

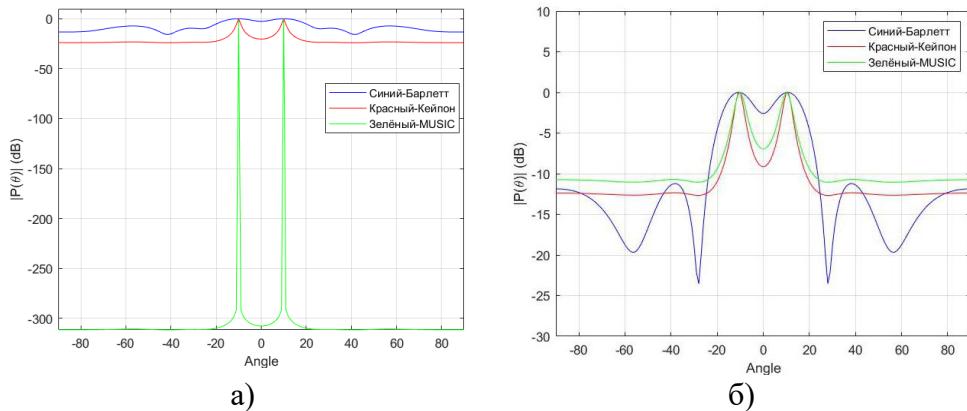


Рис.5. Графики псевдоспектра для антенных решёток, состоящих из диполей:
а) без учёта взаимного влияния элементов решётки, б) с учётом взаимного влияния

Изучим полученные данные. Сначала рассмотрим графики для решётки, состоящей из диполей (рис.5). Каждому из двух поступающих сигналов на графиках соответствуют два максимума с мощностью 0дБ на координатах по оси Y -10° и $+10^\circ$ соответственно. Исследуемые методы обладают разной разрешающей способностью. Так, разница между максимумами для метода Барлетта едва различима. Наибольшей разрешающей способностью обладают методы Кейпона и MUSIC.

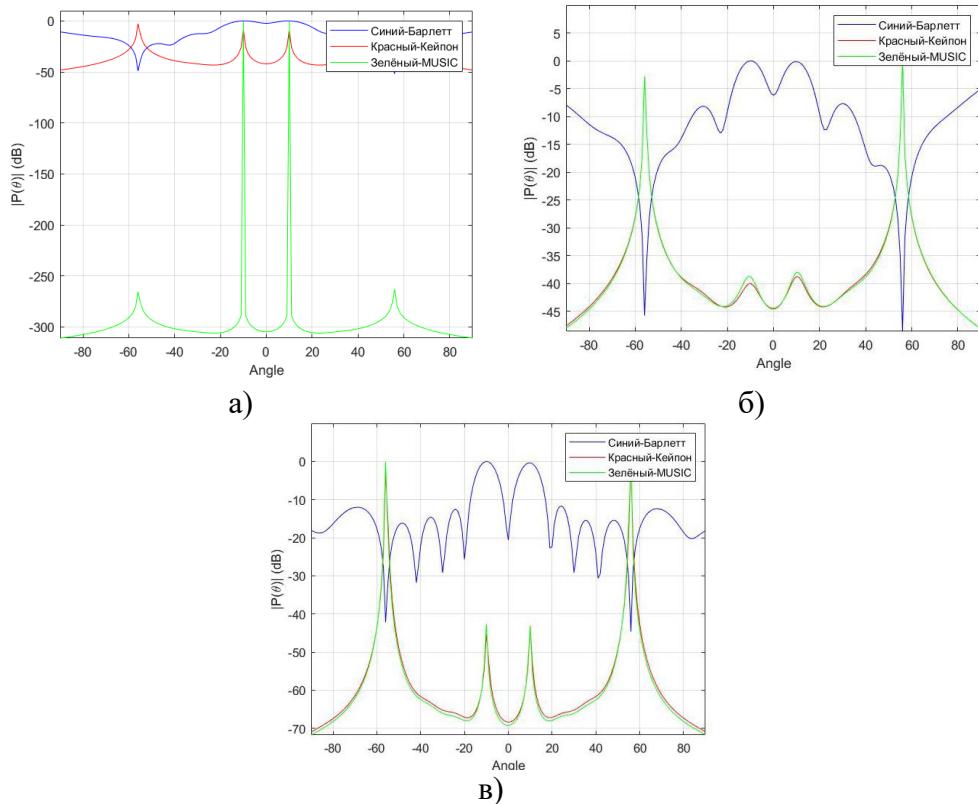


Рис.6. Графики псевдоспектра для антенных решёток, состоящих из патч-антенн:
а) графики без учёта взаимного влияния элементов решётки, б) с учётом взаимного влияния, в) с учётом взаимного влияния и изменение расстояния между элементами решётки до 0,6 длины волны

Схожая ситуация и с графиками для решётки, состоящей из патч-антенн (рис.6). На рис. 6,б максимумы для метода Барлетта слились в один и стали неразличимы. Для методов Кейпона и MUSIC максимумы видны, но плохо различимы. Лучшие результаты по разрешающей способности (с учётом взаимного влияния) показывают графики на рис.5,б и рис.6,в.

В конце отметим, что на всех графиках присутствуют искажения. Вызваны они разницей диаграмм направленности в формулах (2) и (3-5), описанной выше, а также влиянием матрицы S-параметров. Особенно ярко искажения видны на графиках для решётки, состоящей из патч-антенн. Это вызвано тем, что диаграмма направленности одиночной патч-антенны многократно сложнее, чем диаграмма полуволнового диполя, из-за чего и возникает такая разница в искажениях.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе было проведено исследование и моделирование алгоритмов оценки угловых координат радиосигналов цифровыми антенными решётками. Были созданы две модели антенных решёток с элементами - диполями и прямоугольными микрополосковыми. Было проведено изменение алгоритмов таким образом, чтобы в них учитывались особенности моделей антенных решёток. В конце работы было проведено моделирование трёх алгоритмов пеленгации: Барлетта, Кейпона и MUSIC, для двух антенных решёток. Подводя итог, можно сделать вывод: для более приближенного к реальности моделирования алгоритмов цифровой пеленгации необходимо, чтобы в них учитывались особенности реальных антенных решёток, а именно взаимное влияние

антенных элементов. При этом взаимное влияние между полуволновыми диполями оказывает меньше негативного воздействия по сравнению с патч-антенной.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-21-00125, <https://rscf.ru/project/23-21-00125/>.

ЛИТЕРАТУРА

1. Воскресенский Д. И., Гостюхин В. Л., Максимов В. М., Пономарев Л. И. Устройства СВЧ и антенны. М.: Радиотехника, 2006. - 376 с.
2. Дьяконов В. П. MATLAB R2007/2008/2009 для радиоинженеров. М.: ДМК Пресс, 2010. - 976 с.
3. Панченко Б. А., Нефёдов Е. И. Микрополосковые антенны. М.: Радио и связь, 1986. - 144 с.
4. Amado J., Fano G. Antenna coupling model in receiving mode // 2016 IEEE Global Electromagnetic Compatibility Conference (GEMCCON), 2016 - pp. 1-5.
5. Chen X., Zhang S., Li Q. A Review of Mutual Coupling in MIMO Systems. // IEEE Access, 2018, vol. 6 - Pp. 24706-24719.
6. Frank B. G. Smart Antennas for Wireless Communications: With MATLAB. - New York: McGraw-Hill Professional, 2005. — 288 p.
7. Qiulin Huang, Hongxing Zhou, Jianhui Bao, Xiaowei Shi Accurate DOA Estimations Using Microstrip Adaptive Arrays in the Presence of Mutual Coupling Effect. // International Journal of Antennas and Propagation, 2013, vol. 2013 - 8 p.

REFERENCES

1. Voskresensky D. I., Gostyukhin V. L., Maksimov V. M., Ponomarev L. I. Microwave devices and antennas. M.: Radio Engineering, 2006. - 376 p.
2. Dyakonov V. P. MATLAB R2007/2008/2009 for radio engineers. Moscow: DMK Press, 2010. - 976 p.
3. Panchenko B. A., Nefedov E. I. Microstrip antennas. M.: Radio and Communications, 1986. - 144 p.
4. Amado J., Fano G. Antenna coupling model in receiving mode // 2016 IEEE Global Electromagnetic Compatibility Conference (GEMCCON), 2016 - pp. 1-5.
5. Chen X., Zhang S., Li Q. A Review of Mutual Coupling in MIMO Systems. // IEEE Access, 2018, vol. 6 - Pp. 24706-24719.
6. Frank B. G. Smart Antennas for Wireless Communications: With MATLAB. - New York: McGraw-Hill Professional, 2005. — 288 p.
7. Qiulin Huang, Hongxing Zhou, Jianhui Bao, Xiaowei Shi Accurate DOA Estimations Using Microstrip Adaptive Arrays in the Presence of Mutual Coupling Effect. // International Journal of Antennas and Propagation, 2013, vol. 2013 - 8 p.

МОДЕЛИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК РАССЕЯНИЯ РАДИОВОЛН НА СУХОМ СНЕГЕ

А. А. Афонин, К. С. Артёмов

Ярославский государственный университет им. П. Г. Демидова (ЯрГУ
им. П. Г. Демидова), Ярославль, Россия

Аннотация. В работе представлены результаты численного моделирования рассеяния электромагнитных волн на моделях сухого снега, представляющих собой кристаллы различной формы. Сравниваются спектральные характеристики рассеяния в зависимости от размеров, электродинамических параметров и распределения видов этих гидрометеоров в объёме.

Ключевые слова: рассеяние радиоволн, сухой снег, кристаллы воды, метод Т-матриц.

APPROVED BY THE ORGANIZING COMMITTEE REQUIREMENTS FOR THE DESIGN OF REPORTS

А. А. Afonin, K. S. Artemov

P. G. Demidov Yaroslavl State University (YSU), Yaroslavl, Russia

Abstract. The results of numerical simulation of the scattering of electromagnetic waves on models of dry snow, which are crystals of various shapes, are presented in the work. The spectral characteristics of scattering depending on the size, electrodynamic parameters, and shape distribution of these hydrometeors in the volume are compared.

Keywords: scattering of radio waves, dry snow, water crystals, T-matrix method.

1. ВВЕДЕНИЕ

При изучении распространения электромагнитных волн в атмосфере следует учитывать существование в ней гидрометеоров. Это могут быть осадки как в жидком (дождь, туман, дымка), так и в твёрдом (снег, град) виде.

Жидкие гидрометеоры представляют собой сфероидальные частицы. Первоначально они моделировались сферами и использовалась теория Ми. Эта форма удовлетворительно соответствует реальным частицам тумана, водяной пыли и мелким каплям дождя, но для реального дождя эта модель даёт значительные погрешности. С развитием математических методов формы модельных рассеивателей усложнялись, приближаясь к реальной форме капель – сначала эллипсоидов, а затем сфероидов с вогнутым основанием (форма Пруппахера-Питтера).

Форма твёрдых гидрометеоров ещё более разнообразна. Особенno это касается формы рассеивателей в виде снега. Попытки классифицировать такие осадки предпринимались многими учёными с XVII века. Первая международная классификация была принята Международной комиссией по снегу и льду в 1951 г. [1]. Классификация постоянно совершенствуется и расширяется [2].

Таблица 1 показывает пример двух классификаций. При этом частицы делятся на следующие формы: пластинчатые – F1, звёздчатые – F2, столбчатые – F3, игольчатые – F4, пространственные дендриты – F5, столбики с наконечниками – F6, кристаллы неправильной формы – F7, мелкая снежная крупа – F8, ледяной дождь (ледяная крупа) – F9, град – F10.

Форма и размеры твёрдых гидрометеоров зависят от условий зарождения и роста кристаллов льда в атмосфере, а также их преобразования при движении к земной поверхности. Существует несколько механизмов образования. Образование и рост ледяных частиц за счёт диффузии водяного пара называется осаждением. В результате образуются частицы в виде кристаллов льда или снежинок. Рост кристаллов также может быть связан со столкновениями с переохлаждёнными каплями. Кроме того, имеет место процесс слипания или агрегации, когда кристаллы растут при взаимном столкновении.

Следует учитывать, что вероятность появления той или иной формы снежных кристаллов зависит от относительной влажности и температуры в зоне образования, а также от температуры приземного слоя воздуха. Наиболее вероятные формы в этом случае близки к игольчатой, звёздчатой, пластинчатой, столбчатой [3].

Таблица 1. Классификация снежных кристаллов по форме

Символ	Пример формы	Код в [1]	Код в [2]
		F1	PPpl
		F2	PPsd
		F3	PPco
		F4	PPnd
		F5	
		F6	
		F7	PPir
		F8	PPgp
		F9	PPip
		F10	PPhl

2. РАСЧЁТ РАССЕЯНИЯ РАДИОВОЛН НА СУХОМ СНЕГЕ

Размеры разных видов кристаллов отличаются. Пластинчатые: описанный диаметр $D_c = 0,020 \dots 10$ мм, толщина $h = 0,010 \dots 0,090$ мм. Столбчатые: длина $L = 0,020 \dots 3$ мм, толщина $D_p = 0,010 \dots 0,040$ мм. Игольчатые: длина $L = 0,020 \dots 3$ мм, толщина $D_p = 0,010 \dots 0,350$ мм.

При этом существуют эмпирические соотношения [4, 5], связывающие для пластиинки и звёздочки толщину h и описанный диаметр D_c : $h = X \cdot D_c^\Omega$, а для игл и столбиков диаметр D_p и длину L : $D_p = Y \cdot L^\Delta$, где коэффициенты X , Ω , Y и Δ представлены в Таблице 2.

Плотность кристаллов снега меньше плотности чистого льда [5], так как представляет собой смесь разных фаз воды и воздуха и зависит от формы (Таблица 3).

Таблица 2. Коэффициенты для размерных соотношений (в см) для формы кристалла

Форма кристалла	X	Ω	Y	Δ
Пластинка (F1)	0.014	0.474		
Звёздочка (F2)	0.0398	0.431		
Столбик (F3)			0.578	0.958
Игла (F4)			0.031	0.611

Таблица 3. Плотность снежных кристаллов различной формы

Форма кристалла	ρ_s г · см ⁻³
Пластинка (F1)	0,9
Звёздочка (F2)	узкие лучи: $L \geq 0,24$ мм
	широкие лучи: $L \geq 0,3$ мм
Столбик (F3)	холодный регион: $L \geq 0,028$ мм
	тёплый регион: $L \geq 0,014$ мм
Игла (F4)	нерифлённая: $L \geq 0,031$ мм
	рифлённая
	0,9

Для создания модели рассеяния на таких кристаллах также необходимо знать их диэлектрическую проницаемость. В [6] предложена полиномиальная модель второго порядка для расчёта действительной части диэлектрической проницаемости снега:

$$\varepsilon_d' = 1 + 1,7\rho_d + 0,7\rho_d^2, \quad (1)$$

где ρ_d – относительная плотность сухого снега (относительно воды). Пластинки (F1), звёздочки (F2) и столбики (F3) формируются в диапазоне температур -5...-20°C. Иглы (F4) – в диапазоне температур -2...-8°C.

Мнимая часть диэлектрической проницаемости льда зависит от его температуры и частоты падающего поля. Для вычисления мнимой части может быть использована следующая формула:

$$\varepsilon_d'' = 1,59 \cdot 10^6 \frac{0,52\rho_d + 0,62\rho_d^2}{1 + 1,7\rho_d + 0,7\rho_d^2} \cdot \left(\frac{1}{f} + 1,23 \cdot 10^{-14} \sqrt{f} \right) e^{0,036t} \cdot \varepsilon_d' \quad (2)$$

где t – температура снега в градусах Цельсия, f – частота в Герцах.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЁТОВ ДЛЯ СНЕЖНЫХ ЧАСТИЦ РАЗЛИЧНОЙ ФОРМЫ

Для исследования была выбрана температура -5°C. При этой температуре возможно существование четырёх форм снежных кристаллов, которые будут учтены при моделировании в данной работе (F1, F2, F3, F4).

На рисунках 1-4 показаны графики зависимости сечения рассеяния от длины волны, полученные для снежных кристаллов форм: F1 (пластинка), F2 (звёздочка), F3 (столбик), F4 (игла) со случайной ориентацией в пространстве. Результаты получены методом Т-матрицы.

Интересно, что амплитуда колебаний графиков практически незаметна для форм снежинок типа F2 и F3.

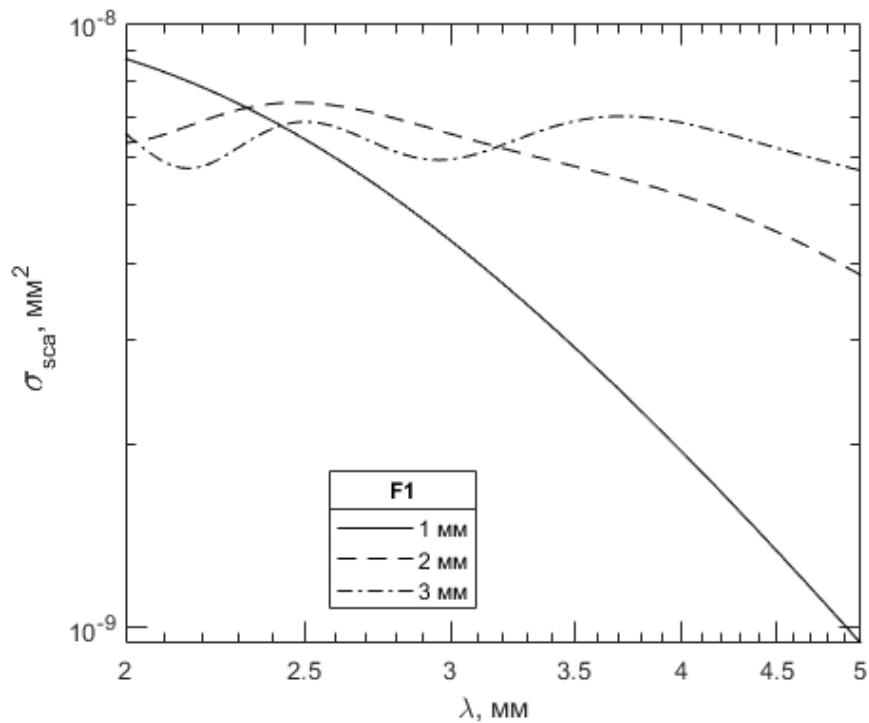


Рис. 1. Зависимость сечения рассеяния от длины волны для случайно ориентированных снежных кристаллов формы F1 с тремя вариантами максимальных размеров частиц.

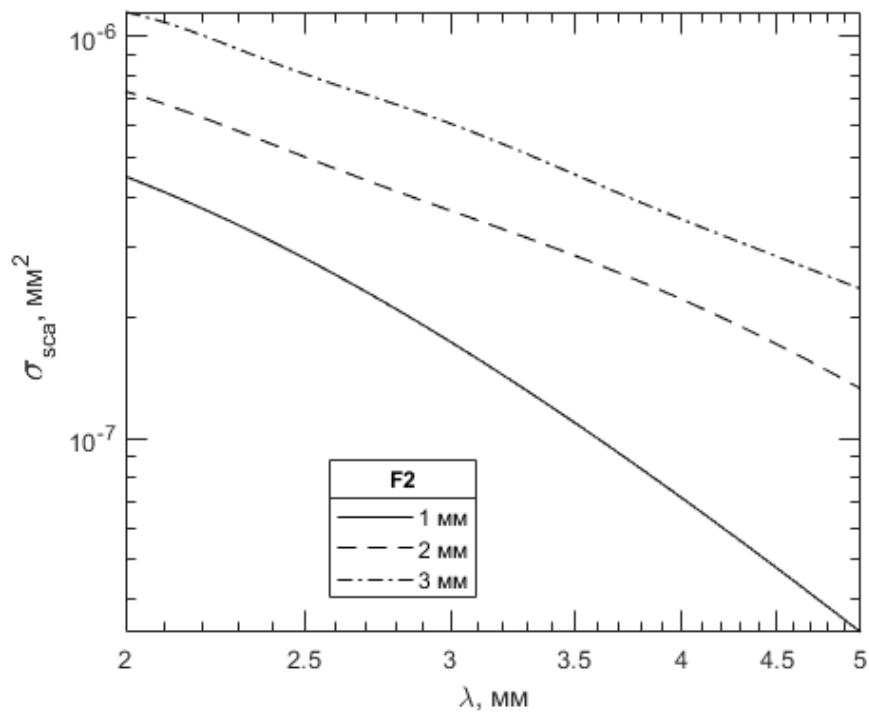


Рис. 2. Зависимость сечения рассеяния от длины волны для случайно ориентированных снежных кристаллов формы F2 с тремя вариантами максимальных размеров частиц.

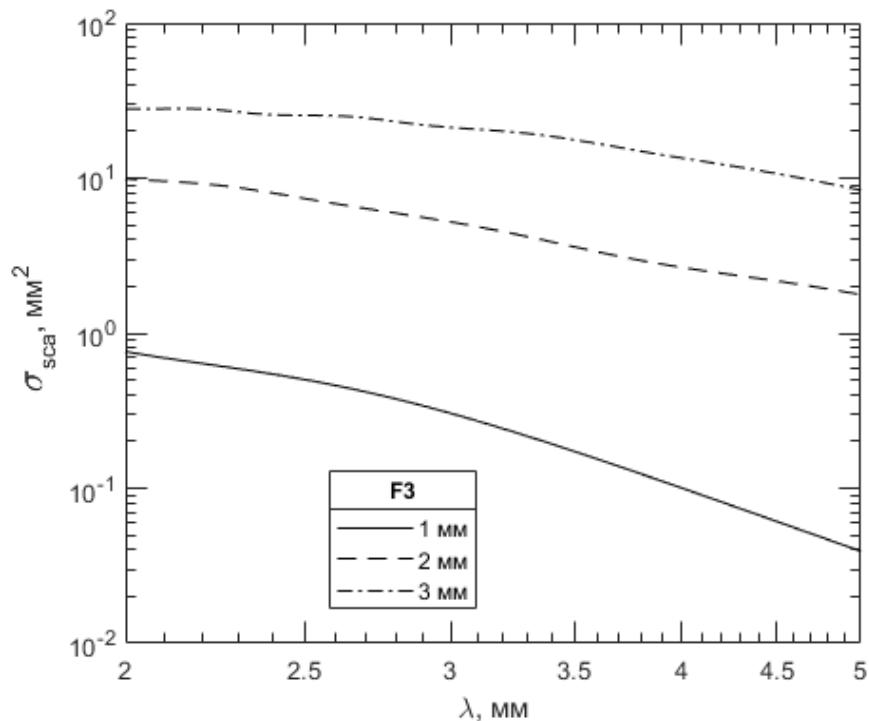


Рис. 3. Зависимость сечения рассеяния от длины волны для случайно ориентированных снежных кристаллов формы F3 с тремя вариантами максимальных размеров частиц.

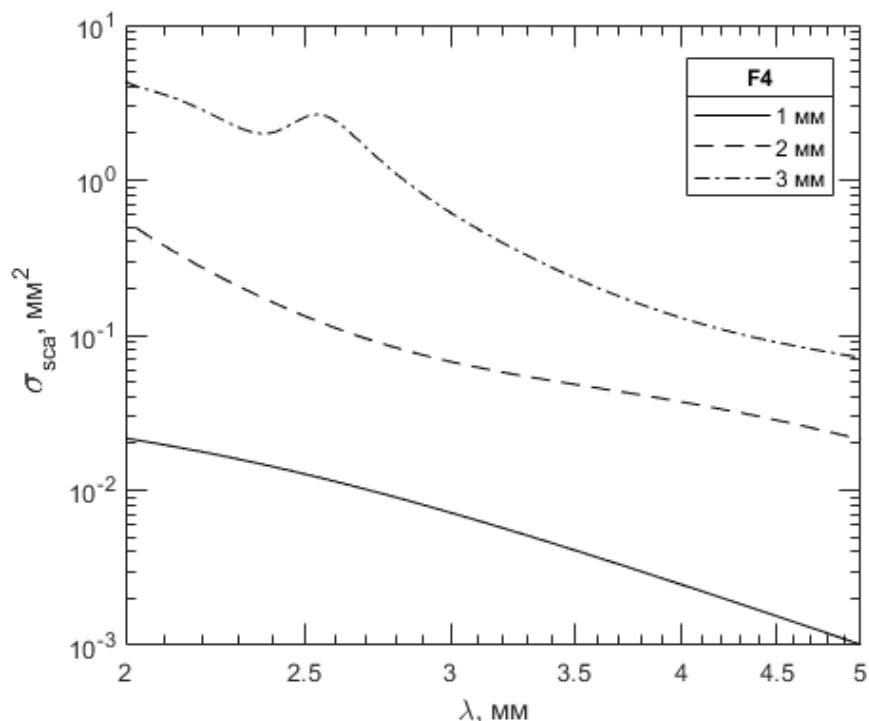


Рис. 4. Зависимость сечения рассеяния от длины волны для случайно ориентированных снежных кристаллов формы F4 с тремя вариантами максимальных размеров частиц.

Для формы F1 имеется пересечение графиков для рассеивателей с разными максимальными размерами. Это может быть связано с особенностями отражения от плоскостей пластин в областях резонансных частот при диаметрах снежинок, близких к $D = 3$ мм.

На рисунках 5-7 показаны графики зависимости сечения рассеяния от длины волны для случайно ориентированных кристаллов снега четырёх форм для нескольких вариантов максимальных размеров частиц.

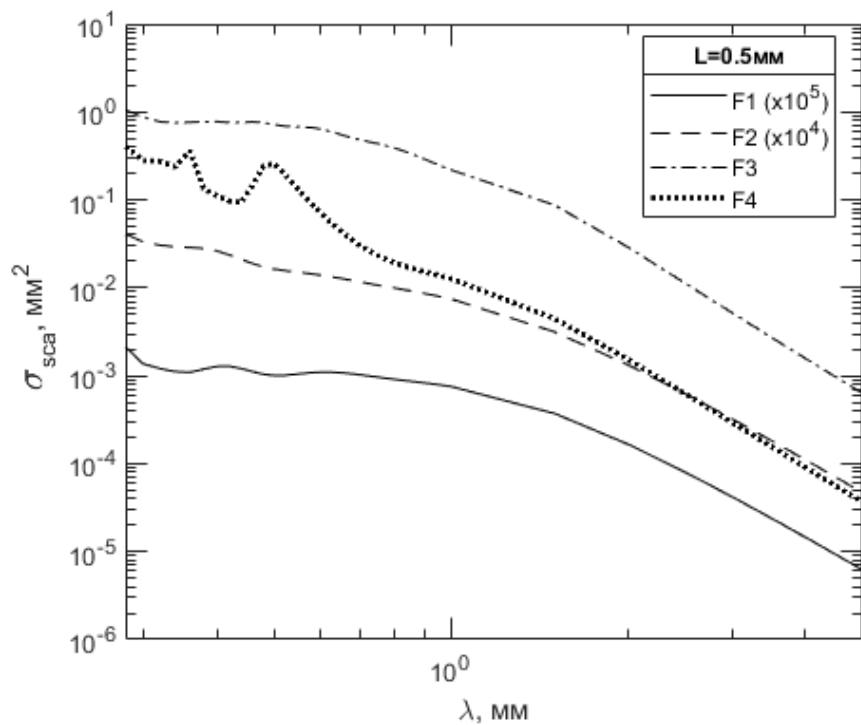


Рис. 5. Зависимость сечения рассеяния от длины волны для хаотически ориентированных снежных кристаллов нескольких форм с максимальным размером частиц $L = 0,5$ мм.

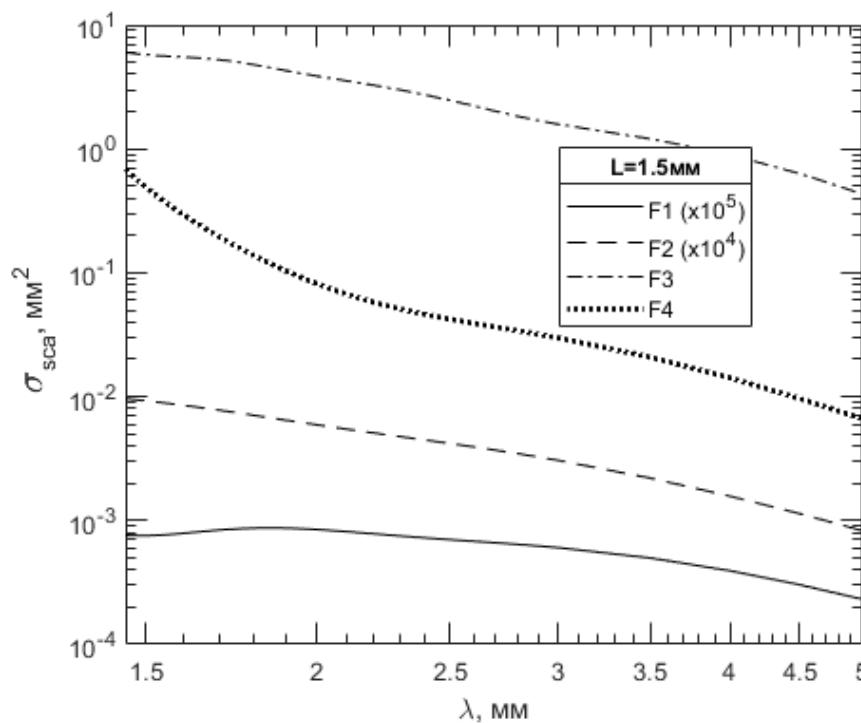


Рис. 6. Зависимость сечения рассеяния от длины волны для хаотически ориентированных снежных кристаллов нескольких форм с максимальным размером частиц $L = 1,5$ мм.

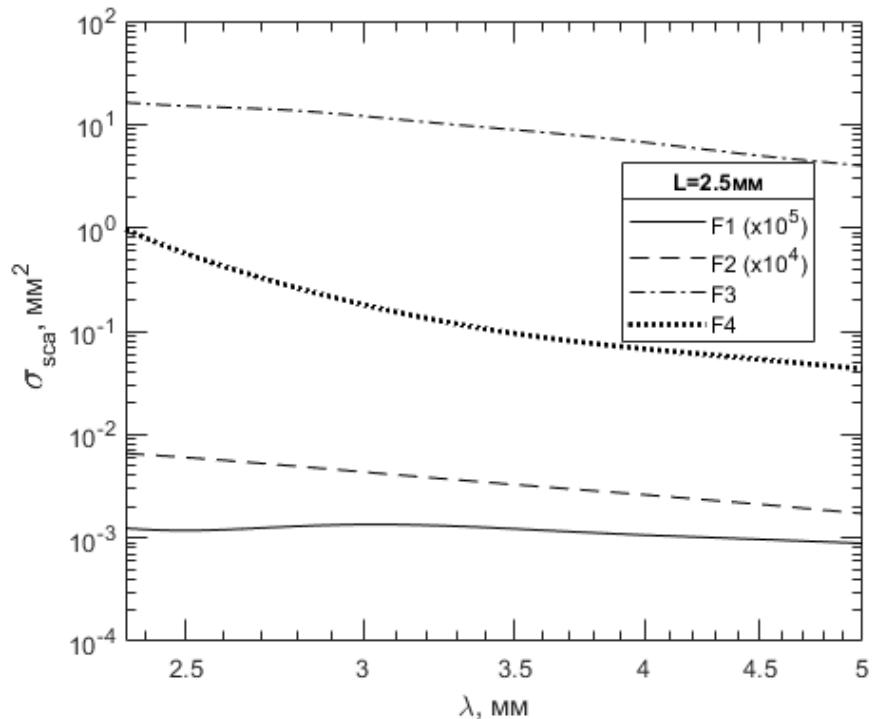


Рис. 7. Зависимость сечения рассеяния от длины волны для хаотически ориентированных снежных кристаллов нескольких форм с максимальным размером частиц $L = 2,5$ мм.

При сравнении результатов на рисунках 5-7 видно, что, хотя в расчётах для каждого из трёх графиков использовались частицы с одинаковыми максимальными размерами, разные формы дают существенные различия в амплитуде сечения рассеяния.

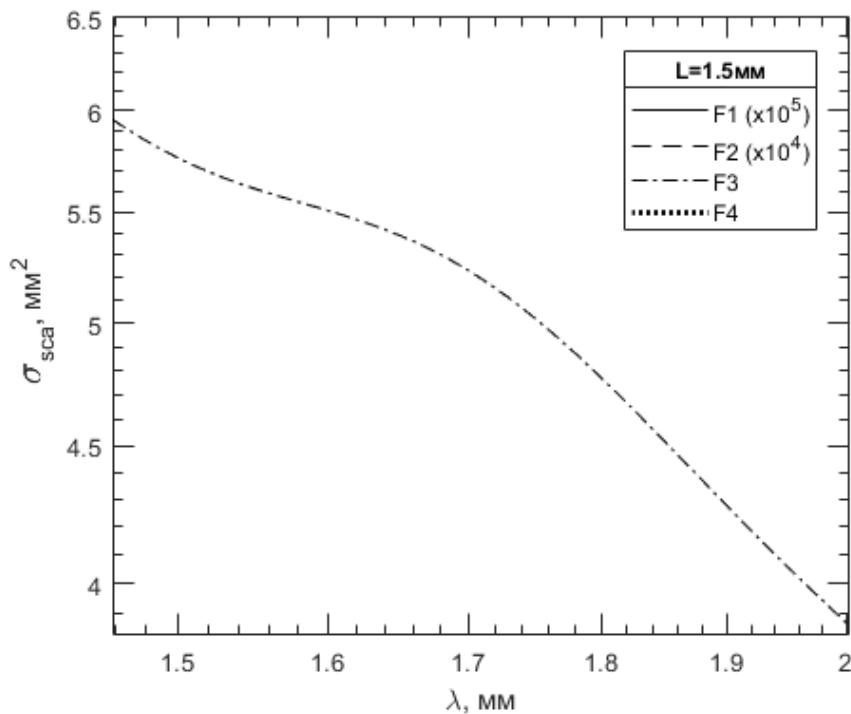


Рис. 8. Увеличенный фрагмент зависимости сечения рассеяния от длины волны для случайно ориентированных снежных кристаллов вблизи резонанса.

В левой части рисунков 5-7 длина волны приближается к размеру кристалла. В этой области наблюдаются резонансные явления. Они присутствуют на всех графиках и прослеживаются в виде колебаний. Пример показан в увеличенном виде на рисунке 8.

На рисунке 5 также видно, что максимумы и минимумы для разных форм зёрен находятся на разных частотах.

Настоящий снегопад состоит из кристаллов льда разной формы в разных пропорциях, как уже отмечалось в [3]: F1 – 12 %, F2 – 26 %, F3 – 2 %, F4 – 60 %. Кроме того, следует учитывать, что для каждого типа формы кристаллов распределение твёрдых гидрометеоров по размерам сильно зависит от погодных условий. На рисунке 9 показаны графики зависимости сечения рассеяния от длины волны для снега с разными вариантами распределения кристаллов по форме.

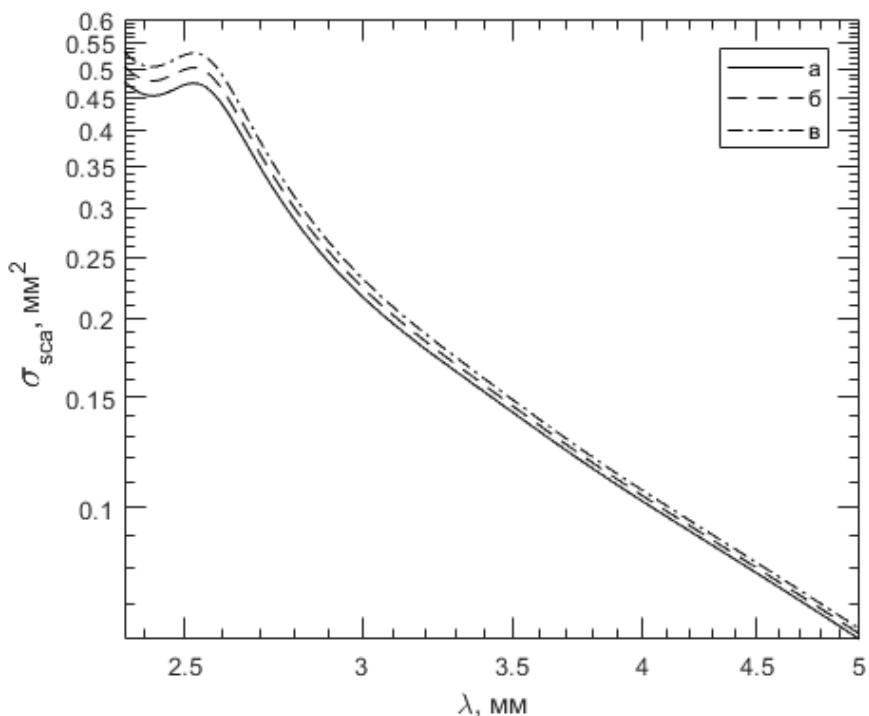


Рис. 9. Зависимость сечения рассеяния от длины волны для случайно ориентированных снежных кристаллов с несколькими вариантами распределения кристаллов по форме:

больше кристаллов формы F1, чем в [3] (а), распределение как в [3] (б), больше кристаллы формы F4, чем в [3] (в).

Появление локальных максимумов и минимумов наблюдается, когда длина волны приближается к размеру кристаллов снега. Даже незначительное перераспределение кристаллов в сторону формы F4 (в пределах 5 %) приводит к заметному увеличению рассеяния. Распределения рассеивателей каждого типа по размерам одинаковы для всех трех вариантов формы зерна.

Погрешности расчётов для всех приведённых результатов не превышали 4 %.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Множество вариантов формы и размеров ледяных кристаллов снега приводят к большой вариативности получаемых результатов. Поэтому для прогнозирования влияния снега на распространение электромагнитных волн необходимо дальнейшее совершенствование и уточнение моделей. Это особенно важно при исследованиях в области резонанса.

Полученные результаты также могут быть использованы в задачах определения состава выпадающего снега методами дистанционного зондирования. В этом случае дополнительный положительный эффект может иметь высокая чувствительность к форме рассеивателя.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Авторы благодарны NVIDIA Corporation за предоставленный в дар GPU TITAN X, который был использован для ускорения вычислений.

The TITAN X GPU used for the numerical calculations this research was donated by the NVIDIA Corporation.

ЛИТЕРАТУРА

1. Schaefer, V. J., Klein, G. J., de Quervain, M. R. The International Classification for Snow – with Special Reference to Snow on the Ground. // Technical Memorandum No. 31. Associate Committee on Soil and Snow Mechanics. National Research Council of Canada, Ottawa, ON, Canada, 1954.
2. Fierz, C. The International Classification for Seasonal Snow on the Ground. / Fierz, C., Armstrong, R. L., Durand, Y., Etchevers, P., Greene, E., McClung, D. M., Nishimura, K., Satyawali, P. K. and Sokratov, S. A. // IHP-VII Technical Documents in Hydrology №83, IACS Contribution №1, UNESCO-IHP, Paris. 2009. – 90 p.
3. Веселовская, А. Б. Дистанционное зондирование снегопадов. Обзор. // Радиофизика и электроника, 2015, 6(20), Т. 3, Харьков. С. 38-48.
4. Pruppacher, H. R., Klett, J. D. Microphysics of Clouds and Precipitation, 2nd ed., Dordrecht: Kluwer Acad. Publ., 1997. 954 p.
5. Heymsfield, A. J. Ice crystal terminal velocities. The university of Chicago, Chicago, Illinois, April 1972, 41 p.
6. Tiuri, M. E., Sihvola, A. H., Nyfors, E. G., Hallikainen, M. T. The Complex Dielectric Constant of Snow at Microwave Frequencies. // IEEE Journal of Oceanic Engineering, December 1984, Vol. 9, No. 5. Pp. 377-382.

REFERENCES

1. Schaefer, V. J., Klein, G. J., de Quervain, M. R. The International Classification for Snow – with Special Reference to Snow on the Ground. // Technical Memorandum No. 31. Associate Committee on Soil and Snow Mechanics. National Research Council of Canada, Ottawa, ON, Canada, 1954.
2. Fierz, C. The International Classification for Seasonal Snow on the Ground. / Fierz, C., Armstrong, R. L., Durand, Y., Etchevers, P., Greene, E., McClung, D. M., Nishimura, K., Satyawali, P. K. and Sokratov, S. A. // IHP-VII Technical Documents in Hydrology №83, IACS Contribution №1, UNESCO-IHP, Paris. 2009. – 90 p.
3. Veselovska, G. B. Remote sensing of snowfalls. Review. // Telecommunications and Radio Engineering, 2016, 75 (2). – Pp. 119-137.
4. Pruppacher, H. R., Klett, J. D. Microphysics of Clouds and Precipitation, 2nd ed., Dordrecht: Kluwer Acad. Publ., 1997. – 954 p.
5. Heymsfield, A. J. Ice crystal terminal velocities. The university of Chicago, Chicago, Illinois, April 1972. – 41 p.
6. Tiuri, M. E., Sihvola, A. H., Nyfors, E. G., Hallikainen, M. T. The Complex Dielectric Constant of Snow at Microwave Frequencies. // IEEE Journal of Oceanic Engineering, December 1984, Vol. 9, No. 5. – Pp. 377-382.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОЛНОАЗИМУТАЛЬНОЙ АНТЕННЫ С ПОВЫШЕННЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ НАПРАВЛЕННОГО ДЕЙСТВИЯ

В.П. Васильев¹, А.В. Иванов¹, М. А. Облогин¹, Ю.Г. Пастернак^{2,3}, В.А. Пендурин³

¹ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия

²Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

³АО НПП «Автоматизированные системы связи» (АО НПП «АСС»), Воронеж, Россия

Аннотация. Представлены результаты моделирования полноазимутальной антенны с повышенным коэффициентом направленного действия в процессе поиска конструктивного решения по оптимальному выбору возбуждающего антенного элемента

Ключевые слова: несимметричная вибраторная антенна, диэлектрическая тороидальная линза, диаграмма направленности, диаграмма Вольперта-Смита, потери, коэффициент отражения.

SIMULATION OF A FULL-AZIMUTH ANTENNA WITH AN INCREASED DIRECTIONAL COEFFICIENT

V.P. Vasiliev¹, A.V. Ivanov¹, M. A. Oblogin¹, Yu.G. Pasternak^{2,3}, V.A. Pendyurin³

¹Air Force Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin, Voronezh,
Russia

²Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

³JSC «Scientific and Production Enterprise», Voronezh, Russia

Abstract. The results of modeling a full-azimuth antenna with an increased directional coefficient in the process of searching for a constructive solution for the optimal choice of an exciting antenna element are presented.

Keywords: asymmetric vibrator antenna, dielectric toroidal lens, radiation pattern, Volpert-Smith diagram, losses, reflection coefficient.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящий момент актуальной задачей является разработка и усовершенствование отечественных образцов антенных устройств оборудования радиосвязи комплексов с беспилотными летательными аппаратами (БПЛА) обладающих малой себестоимостью, простотой конструкции, технологичностью, сниженными массогабаритными показателями и, в то же время, с максимально высокими энергетическими параметрами. Реально добиться сочетания таких характеристик в одном объекте физически невозможно, посему, необходимо иметь в составе каждого радиотехнического оборудования БПЛА набор антенных устройств под различные задачи. К примеру, один из известных американских производителей антенных устройств [1] предлагает на выбор малогабаритные конструктивные решения антенн для подвижных комплексов радиосвязи с разными габаритными, электродинамическими и ценовыми характеристиками.

2. РАЗРАБОТКА МОДЕЛЕЙ АНТЕНН

В ходе работы осуществлялся поиск модели полноазимутальной антенны (рисунок 1, 2) с повышенным коэффициентом направленного действия (КНД) в угломестной плоскости и удовлетворительным согласованием в широкой полосе частот (8-21 ГГц). Авторы представляли результаты исследований данного и похожего типа антенн в работах [2, 3].

Рассматривались модели антennы на основе усечённой диэлектрической тороидальной линзы:

типа А – усечённой диэлектрической тороидальной линзы (рисунок 1 а) высота – 40 мм, диаметр основания – 160 мм, высота конического плача вибратора 8 мм (7,5 мм, зазор 0,5 мм);

типа Б – усечённой диэлектрической тороидальной линзы (рисунок 1 б) высота – 40 мм, диаметр основания – 160 мм, высота толстого (диаметр 2 мм) цилиндрического плача вибратора – вариант а) 8 мм (7,5 мм, зазор 0,5 мм), вариант б) 4 мм (3,5 мм, зазор 0,5 мм).

Линза антennы установлена на медной подложке, а излучатель выполнен в виде несимметричного вибратора, расположенного на оси вращения линзы. В качестве активного антенного элемента применяется несимметричный излучатель – вибратор цилиндрической или конической формы. Медная экранирующая подложка принимает участие в формировании возбуждающего электромагнитного поля, а так же, позволяет снизить взаимное влияние металлических элементов конструкции носителя. В качестве материала линзы выбран полистирол ($\epsilon = 2.48$, $\operatorname{tg}\delta = 0.0005$). На этапе моделирования задана идеальная проводящая и бесконечно протяженная земля.

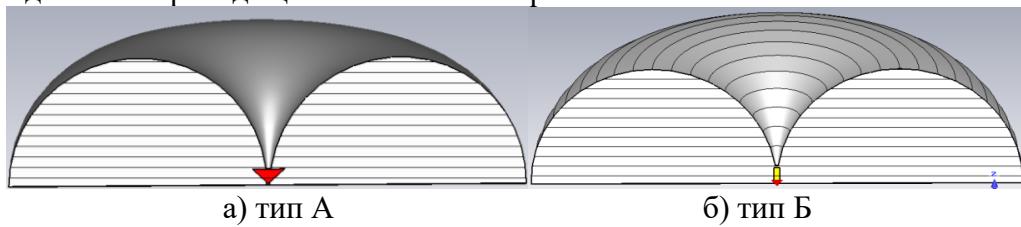


Рис. 1. Варианты полноазимутальной антенны в разрезе

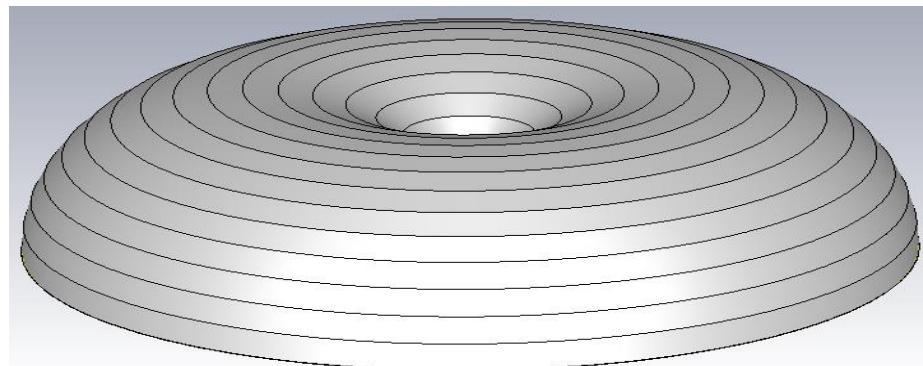


Рис. 2. Общий вид антенны

Выбор варианта возбуждения антенны толстым (диаметр 2 мм) несимметричным цилиндром преследовал попытку подавить высшие моды излучения вибратора, возникающие при выборе антенной конструкции типа А.

С целью получения модуля коэффициента отражения в районе значения минус 8 дБ на частоте 8 ГГц и сдвига расчетной рабочей полосы частот выше 8 ГГц изучался вариант уменьшения длины цилиндрического вибратора до 4 мм.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Исследования разработанных моделей антенн с помощью программного продукта электродинамического моделирования CST Microwave studio позволил получить следующие результаты:

Номограмма Вольперта-Смита на примере номограммы антенны типа А (рисунок 3) позволила убедиться, что расчётное значение комплексного сопротивления исследуемых типов антенн варьируется в пределах от $30 + i26,7$ Ом до $37,5 + i23,2$ Ом в исследуемом диапазоне частот и имеет выраженный индуктивный характер.

Диаграмма направленности (ДН) (рисунок 4) в угломестной плоскости подтвердила ожидаемый результат максимума излучения в направлении перпендикулярном вертикальной оси антенны на частотах 8-21 ГГц.

Для вариантов возбуждения антены несимметричными вибраторами конусным (А), толстым цилиндром (Б), укороченным толстым цилиндром (В) результаты численного эксперимента сведены в таблицу 1 (сверху вниз):

1. Вид вибратора А, Б, В;
2. Расчётные значения коэффициента отражения S_{11} , дБ;
3. Энергетические потери излучения (красная линия) и суммарные потери (зелёная линия), дБ;
4. Примеры диаграмм направленности на частоте 8 ГГц.

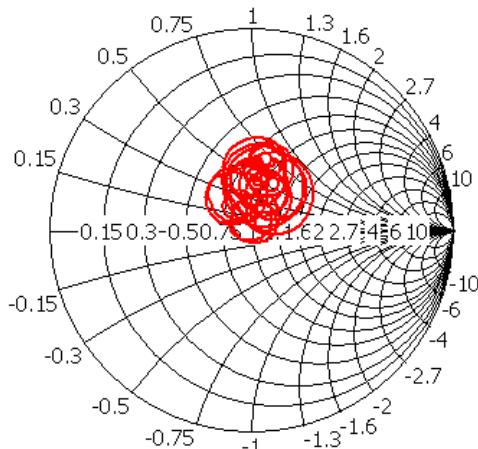


Рис. 3. Номограмма Смита в полосе 8-21 ГГц

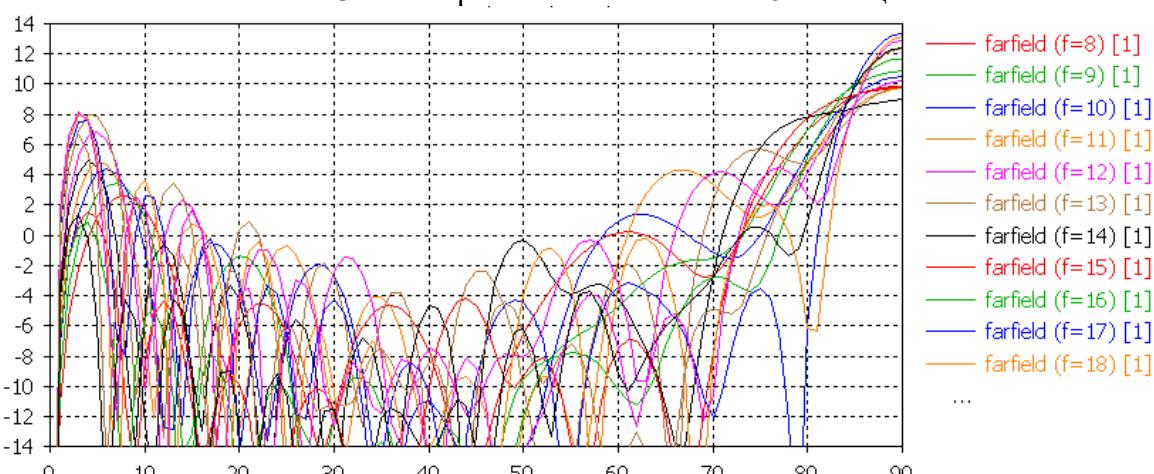
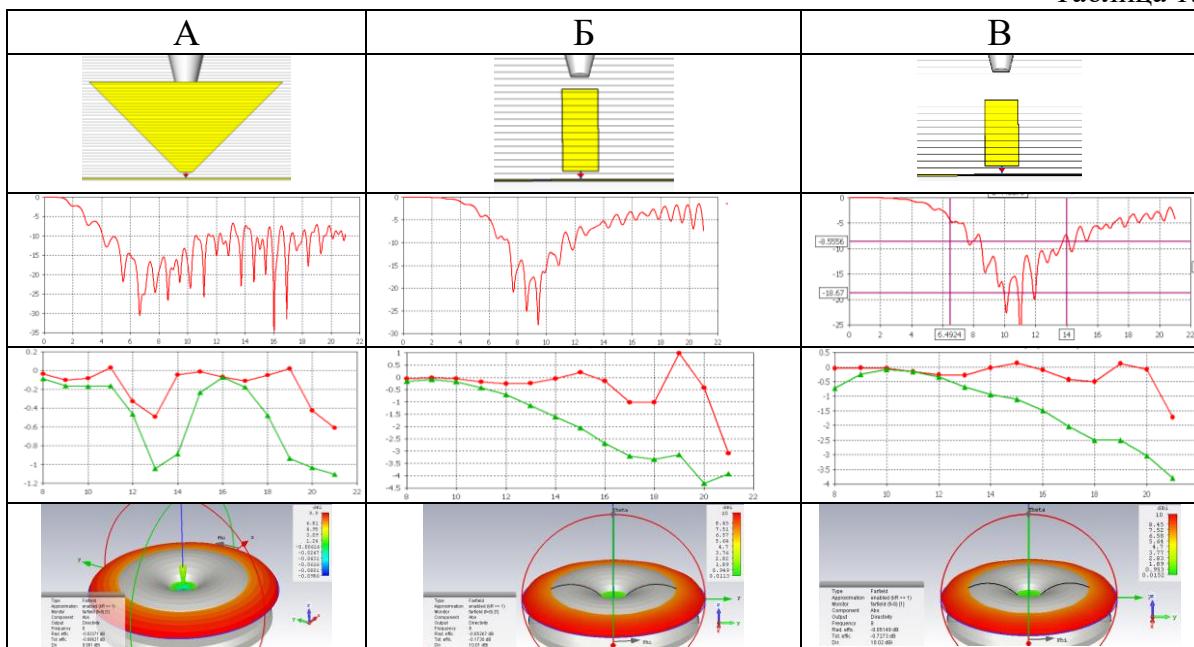


Рис. 4. Диаграмма направленности в угломестной плоскости на частотах 8-21 ГГц

Таблица 1.



4. Выводы

Графики коэффициента отражения и энергетических потерь позволили выявить следующие закономерности:

при возбуждении антенны конусным вибратором достигается хорошее согласование в полосе 8-21 ГГц, но вследствие появления высших мод вибратора увеличиваются боковые лепестки (конические воронки) на ряде частот;

при возбуждении антенны цилиндрическим штырем ухудшается согласование, но форма ДН улучшается в полосе частот 8-17 ГГц при длине штыря 5 мм;

при уменьшении длины штыря до 4 мм удается улучшить согласование и существенно подавить уровень боковых лепестков.

Антенна с бесконечной идеально проводящей подстилающей поверхностью имеет ДН в угломестной плоскости шириной главного лепестка от 4,2 градусов до 14,8 градусов в полосе от 8 до 21 ГГц.

Видимая на графиках диаграмм направленности неравномерность обусловлена исключительно вычислительными погрешностями, т.к. антенна осесимметричная.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные результаты позволяют считать дальнейшие исследования данной антенной структуры перспективными. Необходимо искать баланс между приемлемым качеством согласования по входному сопротивлению и малым уровнем боковых лепестков. Снижение себестоимости данного типа антенны достигается применением дешевых комплектующих материалов и изготовлением линзы методом 3D-печати.

ЛИТЕРАТУРА

1. <https://caes.com/products/antennas/monopole>
2. Алиев Д.С. Полноазимутальная антenna наземного пункта управления/ Алиев Д.С., Беляев М.П., Иванов А.В., Пастернак Ю.Г, Мустафаев Т.М., Войтенко С.Р./ Перспективы развития комплексов с БПЛА, систем и средств технической эксплуатации [текст]: сб. ст. по материалам I Всероссийской НПК «Беспилотная

авиация: состояние и перспективы развития» (5-6 марта 2019 г.). – Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2019. – 256 с. – С. 118-123

3. Алиев Д.С., Беляев М.П., Войтенко С.Р., Иванов А.В., Иванов А.В., Пастернак Ю.Г. Многослойная диэлектрическая торoidalная антenna. RU2713034C1, заяв. 25.04.2019, опубл. 03.02.2020 г. Бюл. № 4.

REFERENCES

1. <https://caes.com/products/antennas/monopole>
2. Aliyev D.S. Full-azimuth antenna of the ground control station/ Aliyev D.S., Belyaev M.P., Ivanov A.V., Pasternak Yu.G, Mustafaev T.M., Voitenko S.R./ Prospects for the development of complexes with UAVs, systems and means of technical operation [text]: collection of articles based on the materials of the I All-Russian NPK "Unmanned aviation: state and prospects of development" (March 5-6, 2019). - Voronezh: VUNTS VVS "VVA", 2019. – 256 p. – pp. 118-123
3. Aliyev D.S., Belyaev M.P., Voitenko S.R., Ivanov A.V., Ivanov A.V., Pasternak Yu.G. Multilayer dielectric toroidal antenna. RU2713034C1, application. 25.04.2019, publ. 03.02.2020, Byul. No. 4.

О ПРИБЛИЖЕНИИ БИГАУССОВСКИМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ НАПРЯЖЕННОСТИ ПОЛЯ РАДИОИМПУЛЬСА С ХАОТИЧЕСКОЙ ОГИБАЮЩЕЙ В РЕЗОНАНСНО- ПОГЛОЩАЮЩЕЙ ГАЗОВОЙ СРЕДЕ

Г. М. Стрелков, В. В. Лепехин

Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова
Российской академии наук (ФИРЭ РАН), Фрязино, Россия

Аннотация. Выполнен анализ возможности приближения бигауссовским распределением поля радиоимпульса с хаотической огибающей, деформированного при распространении в резонансно-поглощающей газовой среде. Случайное поле, регистрируемое на приемном конце трассы, находится как результат решения задачи непосредственно во временной области без привлечения интеграла Фурье. Параметры искомого бигауссовского распределения определяются далее решением системы алгебраических уравнений, получаемой по данным о поле в каждом конкретном случае методом моментов. Рассмотрены возможные интервалы значений основных параметров задачи (полуширина спектральной линии, оптическая глубина трассы, начальная длительность импульса), для которых получаемое приближение оказывается эффективным. Приведен параметр Херста для получаемых временных описаний поля принимаемого импульса.

Ключевые слова: импульс с хаотической огибающей, напряженность поля излучения, показатель Херста, бигауссовское распределение.

ON THE APPROXIMATION OF A RADIO WAVE PULSE WITH A CHAOTIC ENVELOPE IN A RESONANTLY ABSORBING GAS MEDIUM BY THE BIGAUSSIAN DISTRIBUTION OF THE FIELD STRENGTH

G.M. Strelkov, V.V. Lepekhin

Fryazino branch of the Kotel'nikov Institute of Radio-engineering and Electronics
of RAS (FIRE RAS), Fryazino, Russia

Abstract. An analysis is made of the possibility of approximation by the bigaussian distribution of the field of a radio wave pulse with a chaotic envelope deformed during propagation in a resonantly absorbing gaseous medium. The random field registered at the receiving end of the trace is found as a result of solving the problem directly in the time domain without involving the Fourier integral. The parameters of the desired bigaussian distribution are determined further by solving the system of algebraic equations obtained from the field data in each specific case by the method of moments. Possible ranges of values of the main parameters of the problem (half-width of the spectral line, optical path depth, initial pulse duration) for which the resulting approximation is effective are considered. The Hurst exponent for the resulting temporal descriptions of the field of the received pulse is given.

Keywords: pulse with a chaotic envelope, radiation field strength, Hurst exponent, bigaussian distribution.

1. ВВЕДЕНИЕ

Терагерцевый частотный диапазон перспективен для создания высокоскоростных систем связи и локации, поскольку обеспечивает возможности получения широких полос пропускания радиосистемы в десятки гигагерц (см., напр., [1], [2]). Одним из направлений развития является работа с хаотическими (шумоподобными) радиосигналами, характеристики которых изменяются случайным образом (хаотически) (см., напр. [3], [4]). В зависимости от частотного диапазона, которому принадлежит спектр сигнала, значительное влияние на его распространение могут оказывать природные среды. Для сигналов терагерцевого диапазона (частоты 100...1000 ГГц) такой средой является земная атмосфера. Коэффициент поглощения и показатель преломления атмосферы в терагерцовом диапазоне определяются многочисленными резонансными линиями её малых газовых составляющих, основная роль среди которых принадлежит водяному пару [5]. Специфические условия процесса распространения могут возникать в случаях, когда в пределах частотного спектра хаотического импульса находится единственная и достаточно сильная резонансная линия какого-либо атмосферного компонента. Соответственно, в статистической радиофизике возникает новый круг задач, связанный с необходимостью описания процесса атмосферного распространения и создания методик обработки принимаемых сигналов не только с изначально хаотическими характеристиками, но и дополнительно деформированных средой в процессе распространения. Цель настоящего доклада – кратко изложить результаты анализа напряженности поля деформированного наносекундного радиоимпульса терагерцевого диапазона с хаотической огибающей, описываемой отображением Чебышева 1-го рода 3-го порядка, при распространении в резонансно-поглощающей газовой среде, и возможности приближения бигауссовским распределением принимаемого поля радиоимпульса.

2. ИМПУЛЬС С ХАОТИЧЕСКОЙ ОГИБАЮЩЕЙ И ЕГО АМПЛИТУДНЫЙ СПЕКТР

В качестве анализа рассмотрен синусоидальный радиоимпульс с постоянной несущей и хаотической амплитудой:

$$E(0; t) = \begin{cases} A_x(t) \sin(2\pi f' t + \varphi), & 0 \leq t \leq t_i \\ 0, & t > t_i \end{cases}, \quad (1)$$

где t – время, t_i – длительность импульса, f' – несущая частота, φ – начальная фаза. Текущая высота огибающей $A_x(t)$ в пределах длительности излучаемого импульса t_i претерпевает N скачков в моменты времени $t_k = k t_i / N$ $k = 1, 2, \dots, N$ оставаясь неизменной в пределах временных промежутков между скачками. В пределах временного интервала с номером k величина $A_x(t)$ определяется выражением:

$$A_x(t) = A_k \cdot \Delta A, \quad t_{k-1} \leq t \leq t_k; \quad A_k = 0,5(1 + X_k), \quad (2)$$

где величина X_k определяется через отображение Чебышева первого рода третьего порядка [3]:

$$X_k = 4X_{k-1}^3 - 3X_{k-1}. \quad (3)$$

Конкретный вид знакопеременных последовательностей величин X_k определяется начальным условием X_0 , причем $|X_0| < 1$ и $|X_0| \neq 0,5$. Параметр ΔA определяет начальную энергию импульса. Величина ΔA определяется из условия, что энергия излучаемого хаотического импульса равна энергии прямоугольного импульса такой же длительности и единичной высоты:

$$\Delta A = \sqrt{1 / \sum_{i=1}^N A_k^2}. \quad (4)$$

На рис.1 представлен пример временных вариаций текущих высот огибающей излучаемого импульса и его амплитудный спектр.

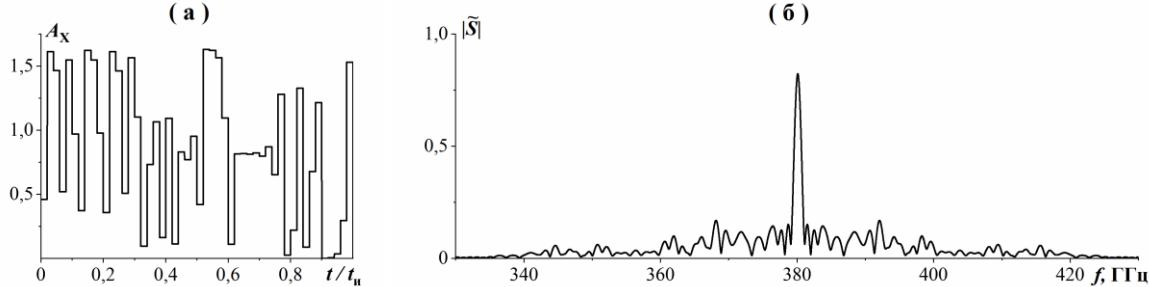


Рис. 1. Временные вариации высоты огибающей $A_x(t)$ (а) и амплитудный спектр (б) при $N = 50$; $X_0 = 0,15$; $t_u = 1$ нс; $f' = 380,1$ ГГц; $\varphi = 0$.

Величины параметров указаны в подписи, а приведенные кривые имеют среднеквадратические ширины 0,54 при средних значениях и 0,84. Среднеквадратическая ширина спектра составляет 12,29 ГГц.

3. НАПРЯЖЕННОСТЬ ПОЛЯ ИЗЛУЧЕНИЯ, ВЫХОДЯЩЕГО ИЗ СЛОЯ

Осцилирующая напряженность поля выходящего из слоя излучения при распространении в резонансно-поглощающей среде описывается выражениями (5) и (6) с привлечением преобразования Эфроса и достаточно рассмотрена в [6].

$$0 \leq t' \leq t_u : E(\tau; t') = E(0; t') - \int_0^{t'} E(0; t' - \theta) \sqrt{\frac{D}{\theta}} J_1(2\sqrt{D\theta}) \exp(-2\delta\theta) d\theta + \\ + \int_0^{t'} E(0; t' - \theta) \left[\omega_p \int_0^\theta J_1(2\omega_r \sqrt{\alpha(\theta - \alpha)}) \sqrt{\frac{D}{\theta - \alpha}} J_1(2\sqrt{D\alpha}) \exp(-2\delta\alpha) d\alpha \right] d\theta \quad (5)$$

$$t' > t_u : E(\tau; t') = - \int_{t'-t_u}^{t'} E(0; t' - \theta) \sqrt{\frac{D}{\theta}} J_1(2\sqrt{D\theta}) \exp(-2\delta\theta) d\theta + \\ + \int_{t'-t_u}^{t'} E(0; t' - \theta) \left[\omega_p \int_0^\theta J_1(2\omega_r \sqrt{\alpha(\theta - \alpha)}) \sqrt{\frac{D}{\theta - \alpha}} J_1(2\sqrt{D\alpha}) \exp(-2\delta\alpha) d\alpha \right] d\theta \quad (6)$$

Здесь $t' = t - z/c$, z – длина трассы, c – скорость света; $\omega_p = 2\pi f_p$, f_p – резонансная частота среды; $\delta = 2\pi\Delta\nu$, $\Delta\nu$ – ширина спектральной линии; $D = \delta\tau$; $\tau = \gamma z$ – оптическая глубина трассы, γ – коэффициент поглощения.

На рис.2 представлена совокупность временных зависимостей напряженности принимаемого поля E , отвечающих возрастающим величинам оптической глубины τ или, что то же, длины трассы. Ширина спектральной линии $\Delta\nu = 0,5$ ГГц отвечает высоте трассы $h \sim 12$ км. Можно видеть, что с увеличением оптической глубины трассы происходят постепенное нарастание искажений и трансформация его огибающей к виду шумоподобного процесса при достаточно регулярно изменяющемся поле в «хвосте». Относительный вклад энергии «хвоста» ψ в полную энергию излучения E_i , регистрируемого на приемном конце трассы, определяется отношением (7) и может быть заметным.

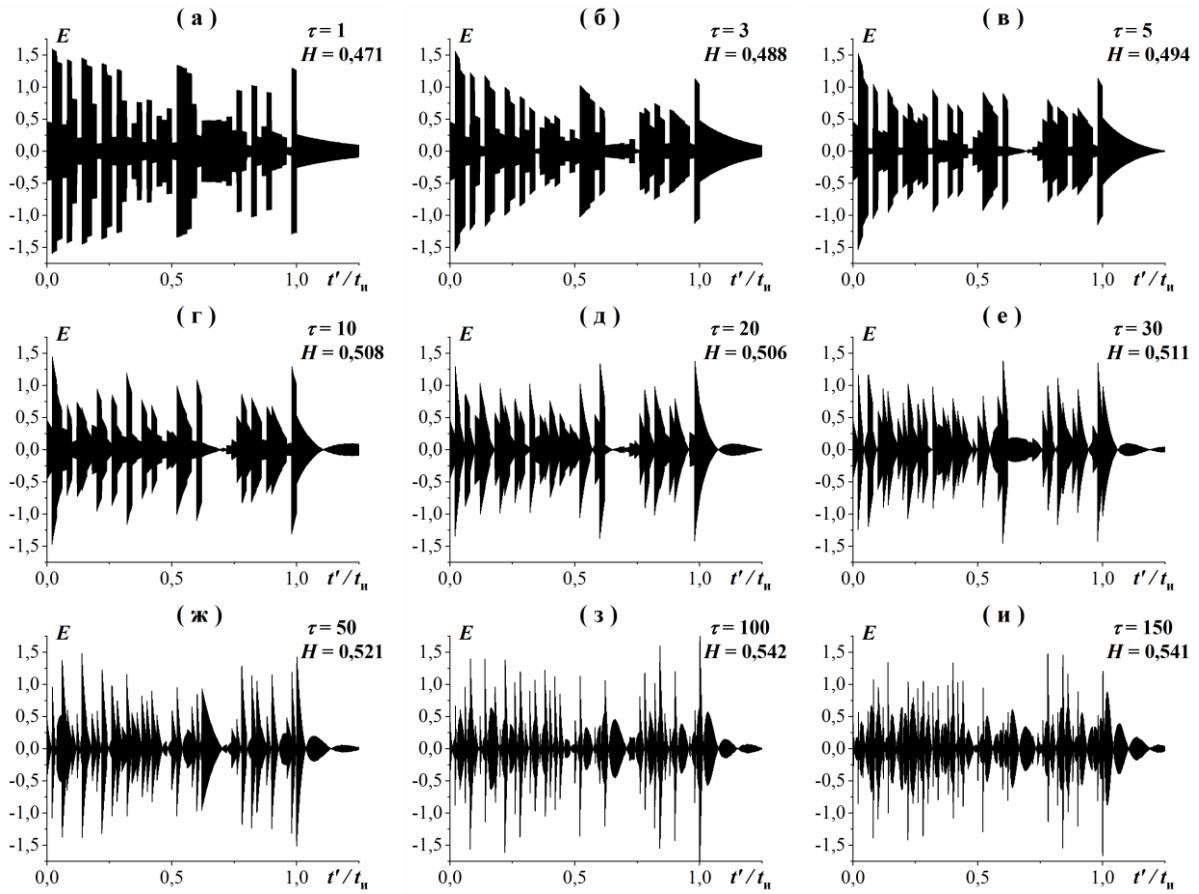


Рис. 2. Напряженность поля излучения E при $\Delta\nu = 0,5 \text{ ГГц}$, $f_P = 380,1 \text{ ГГц}$.

(остальные параметры те же, что и на рис.1).

$$\psi(\tau) = 100 \int_{t_u}^{\infty} E^2(\tau, t') dt / E_u(\tau), \%.$$
 (7)

В частности, имеем $\psi \sim 9,65\%$ для рис.2ж и $\sim 12,95\%$ для рис.2з. Приведенные значения ψ нельзя объяснить замедлением скорости распространения импульса в среде, поскольку известно, что показатель преломления атмосферы в терагерцевом диапазоне отличается от единицы менее чем на 10^{-4} . В действительности, на приемном конце трассы при $t' > t_u$ регистрируется не поле импульса, а остаточное излучение газа осцилляторов, описывающего резонансно-поглощающую среду в рамках модели Друде-Лоренца. Также по этой же причине, форма и энергия «хвоста» импульса выраженно зависят от величин параметров $\Delta\nu$ и τ , определяющих взаимодействие (особенности и детали) импульса со средой.

В рамках рассматриваемой постановки задачи получаем, таким образом, что в приемном устройстве радиосистемы должна выполняться обработка смеси двух хаотических временных зависимостей, которыми являются шумоподобное внешнее поле и ее собственный (гауссовский) шум. Поэтому представляется необходимым статистическое описание кривых $E(\tau, t')$.

Количественно возможность трактовки какой-либо регистрируемой физической величины как случайной, равно как и ее место среди других случайных величин, в статистике описывают, в том числе, с привлечением показателем Херста H [7]. Оценки величины H для кривых напряженности поля E приведены на рис.2 и соответствуют временным отрезкам $0 \leq t' \leq t_u$ при шаге регистрации $\Delta t' = 10^{-4} t_u$, т.е. в течение

длительности импульса t_{ii} число отсчетов $Q=10001$, включая нулевой. Можно видеть, что соответствующие огибающим на рис.2 величины H центрируются вблизи значения $H \approx 0,5$.

4. ГИСТОГРАММЫ НАПРЯЖЕННОСТИ ПОЛЯ ИЗЛУЧЕНИЯ И ИХ АППРОКСИМАЦИЯ

На рис.3 приведена совокупность гистограмм распределения напряженности поля излучения, на приемном конце трассы, соответствующих кривым $E(\tau, t')$, изображенным на рис. 2. Здесь и всюду далее ширины бинов одинаковы и равны $\Delta E = 0,1$. Высота i -ого столбца гистограмм равна:

$$\hat{f}_h i = n_i / (Q \cdot \Delta E), \quad (8)$$

где n_i – число попаданий величины E в занимаемый им i -ый интервал (включая его правую границу) и $Q=10001$ – число отсчетов (объем выборки) величины E на временном отрезке $0 \leq t' \leq t_{ii}$ с шагом $\Delta t' = 10^{-4} t_{ii}$. Суммарная площадь столбцов каждой гистограммы равна 1. В целом можно видеть, что увеличение длины трассы сопровождается выраженной изменчивостью вида соответствующей гистограммы. Методика приближения нормальным распределением по данным выборок описаны в [8]. Рассмотрим приближение напряженности поля бигауссовским распределением. Функция плотности распределения вероятности:

$$f(E) = f_1(E) + f_2(E) = \frac{A_1}{\sqrt{2\pi}\sigma_1} \exp\left(-\frac{(E)^2}{2\sigma_1^2}\right) + \frac{A_2}{\sqrt{2\pi}\sigma_2} \exp\left(-\frac{(E)^2}{2\sigma_2^2}\right), \quad (9)$$

где $A_1, A_2 < 1$ – компоненты бигауссовского распределения, $\sigma_1, \sigma_2 > 0$ – стандартные отклонения. Параметры $A_1, A_2, \sigma_1, \sigma_2$ находятся из системы уравнений:

$$\begin{cases} A_1 + A_2 = 1 \\ A_1\sigma_1^2 + A_2\sigma_2^2 = m_2 \\ 3A_1\sigma_1^4 + 3A_2\sigma_2^4 = m_4 \\ A_1/\left(\sqrt{2\pi}\sigma_1\right) + A_2/\left(\sqrt{2\pi}\sigma_2\right) = \hat{f}_h(0) \end{cases}, \quad (10)$$

где m_2, m_4 – 2-ой и 4-ый моменты выборки соответственно, а $\hat{f}_h(0)$ – значение огибающей гистограммы плотности распределения при $E = 0$. Система уравнений не всегда имеет решение в интересующей нас области, а именно $A_1, A_2 < 1$ и $\sigma_1, \sigma_2 > 0$. Параметры распределения представлены в таблице 1.

Таблица 1. Параметры бигауссовского распределения

τ	A_1	σ_1	A_2	σ_2
1	0,8761	0,6013	0,1239	0,1319
3	0,7484	0,5008	0,2516	0,1091
5	0,7646	0,4547	0,2354	0,0468
10	0,7064	0,4408	0,2936	0,0945
20	0,7217	0,4170	0,2783	0,0658
30	0,6676	0,4140	0,3324	0,1004
50	0,5355	0,4348	0,4645	0,0985
100	0,3844	0,4690	0,6156	0,1077
150	0,4552	0,4104	0,5448	0,1222

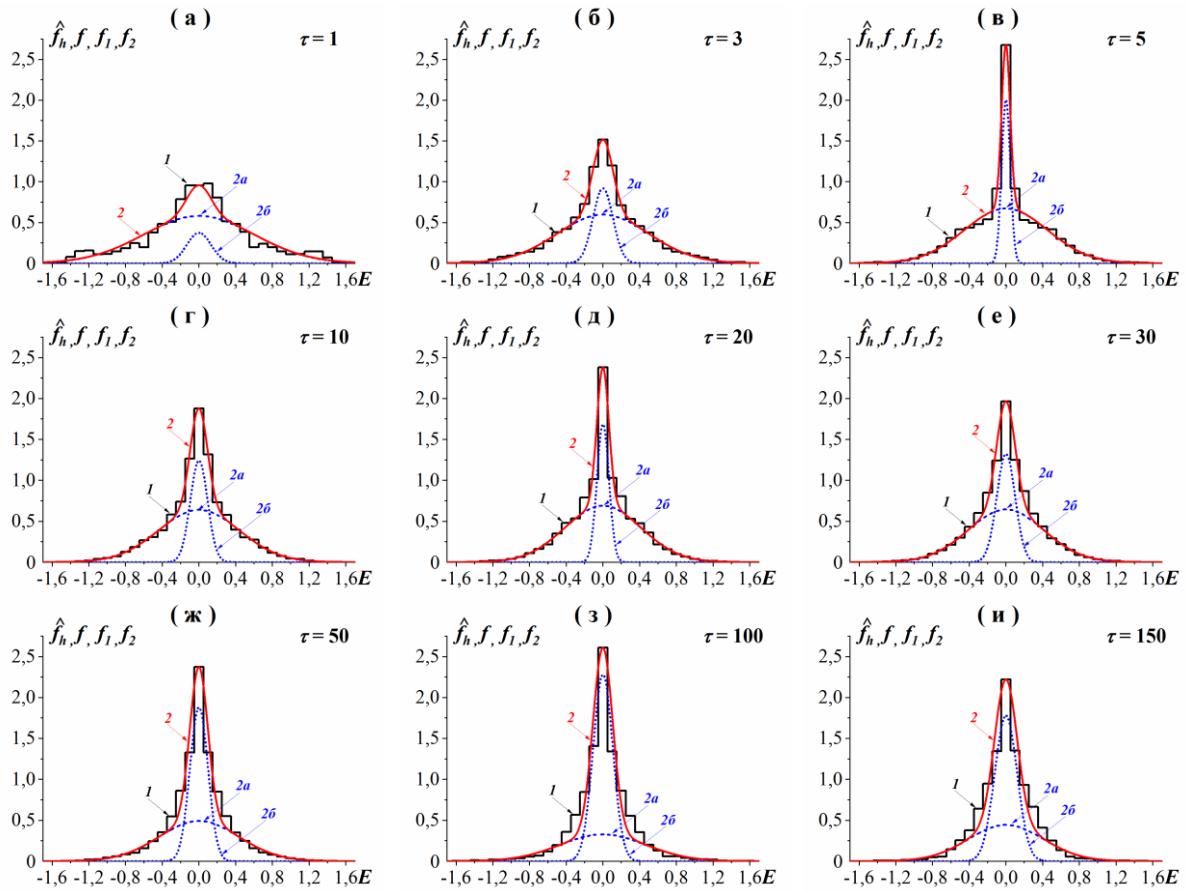


Рис. 3. Гистограммы плотности вероятности (кривые 1) напряженности поля, представленных на рис.2, и их приближение функцией плотности вероятности бимодального распределения (кривые 2).

Кривые 1 на рис. 3 изображают огибающие гистограмм плотности распределения напряженности поля, кривые 2 – рассчитанные по (9) функции плотности распределения вероятности. Параметры находятся из решения системы уравнений (10), кривые 2а и 2б – составляющие уравнения (9). Приближение удовлетворительно согласуется (визуально) с «экспериментальными» данными.

Количественно степень соответствия того или иного приближения аппроксимируемым им данным оценивают по различным критериям, за которые, в том числе [9], чаще выбирают хи-квадрат χ^2 или расстояние Кульбака-Лейблера D_{KL} . Величины χ^2 и D_{KL} , найденные по данным рис.3, приведены в таблице 2.

Таблица 2. Критерий χ^2 и расстояние Кульбака-Лейблера D_{KL}

τ	χ^2	D_{KL}
1	846,74	0,0421
3	95,45	0,0096
5	154,58	0,0207
10	53,69	0,0099
20	213,79	0,0214
30	113,27	0,0131
50	291,55	0,0260
100	813,47	0,0524
150	587,94	0,0383

Можно видеть, что как величины χ^2 , так и величины D_{KL} при изменении оптической глубины заметно варьируют. Однако, на наш взгляд, для установления каких-либо выраженных тенденций в вариациях величин χ^2 и D_{KL} при изменениях оптической глубины трассы потребуется дополнительный анализ.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Изложены результаты анализа напряженности поля выходящего из слоя, для случая излучаемого радиоимпульса с хаотической огибающей терагерцевого диапазона в земной атмосфере. Частотный интервал, которому принадлежит спектр импульса, содержит сильную линию водяного пара с резонансной частотой 380,1 ГГц; вариации высоты огибающей импульса во времени моделируются с привлечением отображения Чебышева 1 рода 3 порядка. Показано, что с увеличением длины трассы временные зависимости напряженности поля, регистрируемого на приемном конце трассы, принимают шумоподобный вид с показателем Херста, близким к 0,5. Представленные результаты указывают на возможность статистического приближения напряженности поля, регистрируемого на приемном конце трассы, бигауссовским распределением. Для гистограмм напряженности поля, приближаемых указанным распределением, вычислены величины критерия χ^2 и расстояния Кульбака-Лейблера.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

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

ЛИТЕРАТУРА

1. Вакс В. Л., Бирюков В. В., Кисиленко К. И., Панин А. Н., Приползин С. И., Раевский А. С., Щербаков В. В. Системы беспроводной связи терагерцевого частотного диапазона. Журнал радиоэлектроники. 2018. № 12.
2. Губанов В. П., Ефремов А. М., Кошелев В. И., Ковальчук Б. М., Плиско В. В., Ростов В. В., Степченко А. С., Сухушин К. Н. Генерация и излучение сверхширокополосных наносекундных импульсов с мегавольтным эффективным потенциалом. // III Всероссийская Микроволновая конференция. Доклады. М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. 2015. С.4–7.
3. Васюта К. С., Малышев А. А., Зоц Ф. Ф. Анализ корреляционных свойств хаотических радиоимпульсов. // Системи обробки інформації. 2012, Т.2. В.3(101). С.22-25.
4. Seventline J. B., Rani D. E., Rajeswari K. R. Ternary Chaotic Pulse Compression Sequences. // Radioengineering. 2010. Vol.19. No.3. P.415–419.
5. Жевакин С. А., Наумов А. П. Распространение сантиметровых, миллиметровых и субмиллиметровых радиоволн в земной атмосфере. // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 1967. Т.10. № 9-10. С.1213-1243.
6. Стрелков Г. М., Лепехин В. В. Распространение сверхкороткого радиоимпульса в резонансно-поглощающей газовой среде. // VII Всероссийская Микроволновая конференция. (Москва, 2020 г.). Доклады. М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. 2020. С.320–324.
7. Калуш Ю.А., Логинов В.М. Показатель Херста и его скрытые свойства. // Сибирский журнал индустриальной математики. 2002. Т.5. В.4. С.29-37.
8. Вадзинский Р.Н. Справочник по вероятностным распределениям. СПб.:Наука. 2001. 295 с.

9. Абусев Р.А. О расстояниях между некоторыми распределениями в многомерном статистическом анализе // Статистические методы оценивания и проверки гипотез: межвузовский сборник научных трудов. 2005. Пермь: Перм. ун-т. 2005. С.4 – 11.

REFERENCES

1. V. L. Vaks, V. V. Biryukov, K. I. Kisilenko, A. N. Panin, S. I. Pripolzin, A. S. Raevskiy, V. V. Scherbakov. Wireless communication systems of terahertz frequency range. Zhurnal Radioelektroniki - Journal of Radio Electronics. 2018. No. 12.
2. V. P. Gubanov, A. M. Efremov, V. I. Koshelev, B. M. Kovalchuk, V. V. Plisko, V. V. Rostov, A. S. Stepchenko, K. N. Sukhushin. Generation and emission of ultrawideband nanosecond pulses with a megavolt potential. // Reports of the III All-Russian Microwave Conference. Moscow: IRE named after V.A. Kotelnikov RAS. 2015. Pp.4–7.
3. K. S. Vasiuta, A. A. Malyshev, F. F. Zots. Analysis of the correlation properties of chaotic radio pulses. // Information Processing Systems. 2012. No. 3(101). Pp.22-25.
4. J. B. Seventline, D. E. Rani, K. R. Rajeswari. Ternary Chaotic Pulse Compression Sequences. // Radioengineering. 2010. Vol.19. No. 3. Pp.415–419.
5. S. A. Zhevakin, A. P. Naumov. Propagation of centimeter, millimeter and submillimeter radio waves in the earth's atmosphere. // Izvestiya of higher educational institutions. Radiophysics. 1967. Vol.10. No. 9-10. Pp.1213-1243.
6. G. M. Strelkov, V. V. Lepekhin. Propagation of an ultrashort radio wave pulse in a resonantly absorbing gaseous medium. // Reports of the VII All-Russian Microwave Conference. Moscow: IRE named after V.A. Kotelnikov RAS. 2020. Pp.320-324.
7. Yu. A. Kalush, V.M. Loginov. Hirst exponent and its hidden properties. // Siberian Journal of Industrial Mathematics. 2002. Vol.5. No 4(12). Pp.29-37.
8. R. N. Vadzinskiy. Handbook of Probabilistic Distributions. St.Petersburg: Science. 2001. 295 p.
9. R. A. Abusev. On the distances between some distributions in multivariate statistical analysis. // Statistical methods for evaluating and testing the hypothesis. Interuniversity collection of scientific papers. 2005. Perm: PGU. Pp.4 – 11.

ОБОБЩЕНИЕ МЕТОДА ПАРАБОЛИЧЕСКОГО УРАВНЕНИЯ НА СЛУЧАЙ ОСЕСИММЕТРИЧНЫХ ЗАДАЧ

В.В. Ахияров^{1,2}

¹ОАО НПК НИИ Дальней Радиосвязи (ОАО НПК НИИДАР), Москва, Россия

²Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН

(ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН), Москва, Россия

Аннотация. В работе рассмотрен метод решения осесимметричных задач излучения и дифракции, основанный на использовании малоуглового приближения в уравнении Гельмгольца. Получено параболическое уравнение для азимутальных гармоник амплитуды поля и метод его решения, основанный на вычислении прямого и обратного преобразования Ханкеля. Представлен эффективный алгоритм для преобразования Ханкеля и показан пример его использования.

Ключевые слова: параболическое уравнение, осевая симметрия, азимутальная гармоника, преобразование Ханкеля.

GENERALIZATION OF THE PARABOLIC EQUATION TECHNIQUE TO THE AXISYMMETRIC PROBLEMS

V. V. Akhiyarov^{1,2}

¹Scientific and Research Institute for Long-Distance Radio Communications
(SRI for LDRC), Moscow, Russia

²Kotelnikov Institute of radioengineering and electronics of RAS
(Kotelnikov IRE of RAS), Moscow, Russia

Abstract. This paper considers a method for solving axisymmetric problems of radiation and diffraction. The solution of the parabolic equation for calculating the azimuthal harmonics of the field amplitude based on the Hankel transform is obtained. An algorithm for computing the forward and inverse Hankel transform is presented which allows the method of the parabolic equation to be effectively used for solving axisymmetric problems.

Keywords: parabolic equation, axial symmetry, azimuthal harmonic, Hankel transform.

1. ВВЕДЕНИЕ

Известно, достаточно большое число работ, посвященных решению задач излучения и дифракции методом параболического уравнения (см., например, [1, 2]), при этом, как правило, ограничиваются решением скалярных задач без учета поляризации первичного поля. Предполагая отсутствие вариаций поля в одном из поперечных направлений, задачу можно свести к параболическому уравнению относительно двух переменных, для которого существует эффективный алгоритм численного решения [3, 4]. Несмотря на кажущуюся «искусственность» такой задачи, данный метод можно использовать для расчета линзовых антенн [5, 6, 7].

В данной работе метод параболического уравнения обобщается на случай задач с осевой симметрией в цилиндрической системе координат (r, φ, z) , при этом амплитуда первичного поля считается не зависящей от угла φ . Наличие осевой симметрии означает, что искомое поле $\psi(r, \varphi, z)$ можно разложить в ряд по азимутальным гармоникам $\psi_m(r, z)$ с амплитудой $u_m(r, z)$. В данной работе рассматривается задача определения амплитуды азимутальных гармоник методом параболического уравнения.

2. ПАРАБОЛИЧЕСКОЕ УРАВНЕНИЕ ДЛЯ АМПЛИТУДЫ АЗИМУТАЛЬНЫХ ГАРМОНИК

Уравнение Гельмгольца для искомой амплитуды азимутальной гармоники в цилиндрических координатах имеет вид:

$$\left\{ \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial}{\partial r} \right) - \frac{m^2}{r^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + 2jk_0 \frac{\partial}{\partial z} + k_0^2 (n^2 - 1) \right\} u_m(r, z) = 0, \quad (1)$$

где $u_m(r, z)$ – амплитуда m -ой азимутальной гармоники волнового поля, $k_0 = 2\pi/\lambda$ – волновое число в свободном пространстве, n – известное распределение показателя преломления, которое по условию задачи имеет осевую симметрию.

Применение метода факторизации к уравнению (1) дает два параболических уравнения для амплитуд азимутальных гармоник при распространении «вперед»:

$$\frac{\partial u_m^f(r, z)}{\partial z} = -jk_0(1 - Q_m)u_m^f(r, z), \quad (2.a)$$

и «назад»

$$\frac{\partial u_m^b(r, z)}{\partial z} = -jk_0(1 + Q_m)u_m^b(r, z), \quad (2.b)$$

где

$$Q_m = \sqrt{\frac{1}{k_0^2} \nabla_{m\perp}^2 + n^2}, \quad (3)$$

а поперечный лапласиан определяется выражением:

$$\nabla_{m\perp}^2 = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial}{\partial r} \right) - \frac{m^2}{r^2}. \quad (4)$$

Отметим, что (2.a, б) соответствуют ПУ, которые были получены методом факторизации в декартовых координатах (x, y, z) без учета вариаций поля в направлении оси Y . Для осесимметричных задач уравнения (2.a, б) справедливы при выполнении условия [8]:

$$\frac{1}{k_0} \left| \frac{\partial \varepsilon_r}{\partial z} \right| \ll 1, \quad (5)$$

где $\varepsilon_r = n^2$ – относительная диэлектрическая проницаемость.

В малоугловом приближении оператор Q_m допускает простую аппроксимацию:

$$Q_m \approx 1 + \frac{1}{2k_0^2} \left(\frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} - \frac{m^2}{r^2} \right) + \frac{1}{2} (n^2(z) - 1). \quad (6)$$

После подстановки (6) в (2.a) получим ПУ для распространения «вперед»:

$$\frac{\partial}{\partial z} u_m^f(r, z) = \frac{j}{2k_0} \left\{ \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} - \frac{m^2}{r^2} \right\} u_m^f(r, z) + jk_0(n-1)u_m^f(r, z) \quad (7)$$

и аналогичное уравнение для свободного пространства:

$$\frac{\partial}{\partial z} u_m^f(r, z) = \frac{j}{2k_0} \left\{ \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} - \frac{m^2}{r^2} \right\} u_m^f(r, z). \quad (8)$$

При $m = \pm 1$ параболическое уравнение

$$\frac{\partial}{\partial z} u^f(r, z) = \frac{j}{2k_0} \left\{ \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} - \frac{1}{r^2} \right\} u^f(r, z), \quad (9)$$

соответствует распространению волнового пучка Бесселя [9].

3. РЕШЕНИЕ ПАРАБОЛИЧЕСКОГО УРАВНЕНИЯ

Для решения ПУ будем использовать подход, основанный на вычислении прямого и обратного преобразования Ханкеля порядка m :

$$U_m^f(p, z) = H_m[u_m^f(r, z)] = \int_0^\infty u_m^f(r, z) J_m(pr) r dr, \quad (10.a)$$

$$u_m^f(r, z) = H_m^{-1}[U_m^f(p, z)] = \int_0^\infty U_m^f(p, z) J_m(pr) p dr. \quad (10.b)$$

Выполним преобразование Ханкеля (10.a) правой и левой части уравнения (8). С учетом свойства

$$H_m[\nabla_{m\perp}^2 u_m^f(r, z)] = -p^2 H_m[u_m^f(r, z)] \quad (11)$$

получим уравнение

$$\frac{\partial U_m^f(p, z)}{\partial z} = -j \frac{p^2}{2k_0} U_m^f(p, z), \quad (12)$$

которое имеет аналитическое решение на расстоянии Δz от источника:

$$U_m^f(p, \Delta z) = U_m^f(p, 0) e^{-j \frac{p^2}{2k_0} \Delta z}, \quad (13)$$

где $U_m^f(p, 0)$ - преобразование Ханкеля от начального распределения амплитуды m -ой азимутальной гармоники $u_m^f(r, 0)$, которое считается известным, а множитель $G_n(p) = e^{-jp^2 \Delta z / 2k_0}$ является передаточной функцией слоя пространства толщиной Δz .

Таким образом, метод решения ПУ (8) заключается в следующем: на каждом шаге по продольной координате z вычисляется произведение $U_m^f(p, z)$ и $G_n(p)$. Распределение поля по радиальной координате r на следующем шаге по дальности $z + \Delta z$ определяется в результате обратного преобразования Ханкеля:

$$u_m^f(r, z + \Delta z) = H_m^{-1} \left[H_m[u_m^f(r, z)] e^{-j \frac{p^2 \Delta z}{2k_0}} \right]. \quad (14)$$

Аналогично можно получить решение ПУ (2.a) с исходным дифференциальным оператором (3) при $n = 1$. В этом случае для распространения в свободном пространстве преобразование Ханкеля правой и левой части (2.a) дает уравнение

$$\frac{\partial U_m^f(p, z)}{\partial z} = jk_0 \left(\sqrt{1 - \frac{p^2}{k_0^2}} - 1 \right) U_m^f(p, z), \quad (15)$$

откуда следует алгоритм вычисления амплитуды азимутальной гармоники:

$$u_m^f(r, z + \Delta z) = H_m^{-1} \left[H_m [u_m^f(r, z)] e^{j(\sqrt{k_0^2 - p^2} - k_0) \Delta z} \right], \quad (16)$$

который отличается от (14) передаточной функцией слоя пространства

$$G_w(p) = e^{j(\sqrt{k_0^2 - p^2} - k_0) \Delta z}.$$

Погрешность, возникающая при замене $G_w(p)$ на $G_p(p)$, была исследована в [10], наличие функциональной зависимости $n(r, z)$ в (2.а) и (7) учитывается умножением (14) и (16) на величину $e^{jk_0(n(r, z)^2 - 1) \Delta z / 2}$, которая определяет дополнительный фазовый набег, обусловленный отличием показателя преломления от единицы.

Таким образом, основной вопрос, возникающий при численной реализации алгоритма (14) или (16), заключается в эффективном способе вычисления прямого и обратного преобразования Ханкеля m -го порядка (10.а, б).

3. АЛГОРИТМ ВЫЧИСЛЕНИЯ ПРЯМОГО И ОБРАТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ХАНКЕЛЯ

Будем считать, что по радиусу и пространственной частоте область расчета ограничена значениями R и p_{\max} :

$$u_m^f(r \geq R, z) = 0, \quad U_m^f(p \geq p_{\max}, z) = 0. \quad (17)$$

Рассмотрим необходимую последовательность действий при вычислении прямого и обратного преобразования Ханкеля [11]:

1. Определение входных параметров: порядок m , максимальное значение R и количество точек N ;
2. Расчет корней функции Бесселя m -го порядка: $(\alpha_1, \dots, \alpha_N, \alpha_{N+1})$;
3. Дискретизация: $r_i = \alpha_i R / \alpha_{N+1}$, $p_i = \alpha_i / (2\pi R)$, $i = 1, \dots, N$; определение максимальной пространственной частоты: $p_{\max} = \alpha_{N+1} / (2\pi R)$;
4. Формирование симметричной матрицы преобразования \mathbf{T} размером $N \times N$ и вектора-столбца \mathbf{J} :

$$T_{qn} = \frac{2J_m(\alpha_{mn}\alpha_{mq}/S)}{|J_{m+1}(\alpha_{mn})| |J_{m+1}(\alpha_{mq})| S}, \quad (18)$$

$$J_i = |J_{m+1}(\alpha_i)| / R, \quad (19)$$

где $q = 1, \dots, N$ и $n = 1, \dots, N$, $S = 2\pi R p_{\max}$;

5. Вычисление векторов прямого и обратного преобразования Ханкеля:

$$\mathbf{U}_m^f = \mathbf{T}^* \left(\frac{\mathbf{u}_m^f}{\mathbf{J}} \right), \quad (20)$$

$$\mathbf{u}_m^f = \mathbf{T}^* \left(\frac{\mathbf{U}_m^f}{\mathbf{J}} \right), \quad (21)$$

где « $*$ » означает обычное перемножение матриц, а деление \mathbf{u}_m^f и \mathbf{U}_m^f на \mathbf{J} выполняется поэлементно.

В качестве примера использования данного алгоритма рассмотрим преобразование Ханкеля простейшей функции типа «ступенька» (сплошная линия на рис.1) при $R=10$ и $N=512$. На рис.2, 3 и 4 представлены результаты преобразования Ханкеля при $m=0$, $m=1$ и $m=2$, штриховой линией на рис.1 показаны результаты обратного преобразования, которые идентичны для всех трех значений m .

Отметим, что преобразование Ханкеля нулевого порядка соответствует преобразованию Фурье нулевой гармоники амплитуды поля. Совершенно аналогично можно получить

$$F_m(p) = H_m[u_m^f(r, z)], \quad (22)$$

т.е. преобразование Ханкеля m -го порядка m -ой азимутальной гармоники соответствует азимутальной гармонике преобразования Фурье исходной функции.

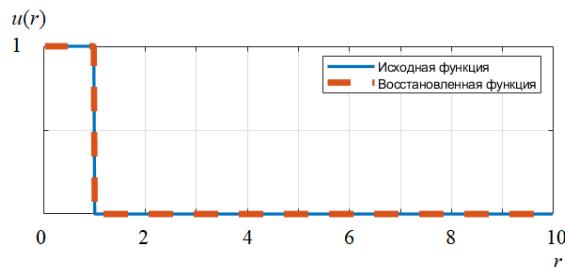


Рис.1. Исходная (сплошная линия) и восстановленная (штриховая линия) функция

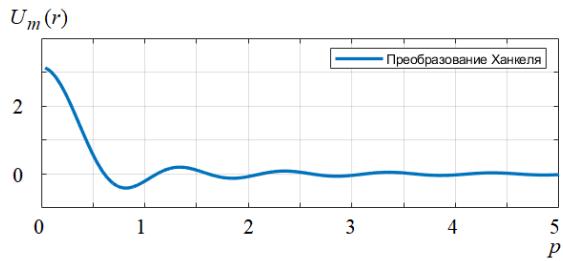


Рис.2. Преобразование Ханкеля при $m=0$

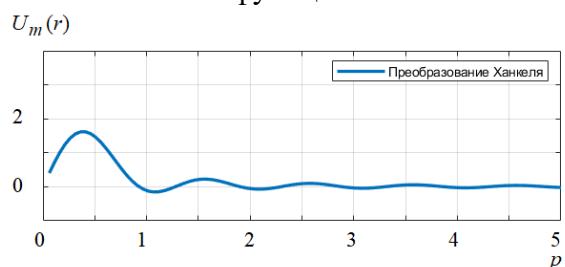


Рис.3. Преобразование Ханкеля при $m=1$

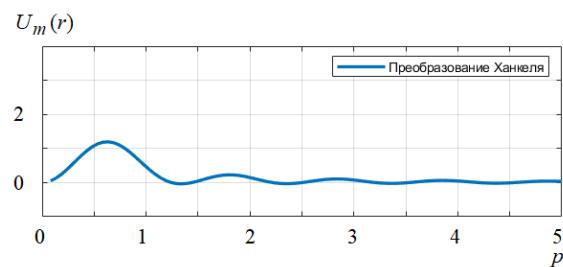


Рис.4. Преобразование Ханкеля при $m=2$

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в работе рассмотрено решение параболического уравнения для задач с осевой симметрией. Получено решение ПУ с использованием преобразования Ханкеля, которое соответствует известным алгоритмам, основанным на вычислении преобразования Фурье [3, 4]. Связь между преобразованиями Фурье в декартовых и Ханкеля в цилиндрических координатах хорошо известна: преобразование Ханкеля m -го порядка азимутальной гармоники $u_m^f(r, z)$ соответствует азимутальной гармонике $F_m(p)$ преобразования Фурье исходной функции $u^f(r, z)$. Вычислительная эффективность рассмотренного алгоритма обусловлена тем, что в современных программах компьютерной математики все матричные операции выполняются достаточно быстро.

ЛИТЕРАТУРА

1. Levy M.F. Parabolic equation method for electromagnetic wave propagation. London. IEE, 2000. - 336 p.
2. Levy M.F., Zaporozhets A.A. Parabolic equation techniques for scattering // Wave Motion, 2000, Vol. 31. - Pp. 147-156.
3. Ахияров В.В. Решение задач дифракции методом параболического уравнения // Электромагнитные волны и электронные системы, 2012, № 11. - С.24-30.
4. Ахияров В.В. Результаты решения скалярных задач излучения и дифракции методом параболического уравнения // Электромагнитные волны и электронные системы. 2014, № 2. - С.12-18.
5. Ахияров В.В., Калошин В.А., Никитин Е.А. Исследование широкополосных планарных линз Лунебурга // Журнал радиоэлектроники, 2014, № 1. <http://jre.cplire.ru/jre/jan14/18/text.pdf>.
6. Ахияров В.В. Расчет диаграммы направленности линзы Лунеберга методом параболического уравнения для волны H_{10} // Материалы докладов 25 Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», 2015. - С.485-486.
7. Ахияров В.В. Исследование линзовых антенн из неоднородного диэлектрика методом параболического уравнения // Журнал радиоэлектроники, 2015, № 12. <http://jre.cplire.ru/jre/dec15/13/text.pdf>.
8. McCargar R.K., Siegrist K.M., Reuster J.R. et al. Body-of-Revolution Implementation of the Parabolic Wave Equation with Application to Rocket Plume Attenuation Modeling // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2018.
9. Jordan R.H., Hall D.G. Free-space azimuthal paraxial wave equation: the azimuthal Bessel-Gauss beam solution // Optic letters, 1994, Vol. 19, No. 7. - Pp. 427-429.
10. В.В Ахияров В.В. Метод параболического уравнения в теории дифракции // Успехи современной радиоэлектроники, 2010, № 9. - С. 72-80.
11. Guizar-Sicairos M., Gutierrez-Vega J.C. Computation of quasi-discrete Hankel transforms of integer order for propagating optical wave fields // J. Opt. Soc Am. A, 2004, Vol. 21, No. 1. - Pp. 53-58.

REFERENCES

1. Levy M.F. Parabolic equation method for electromagnetic wave propagation. London. IEE, 2000. - 336 p.
2. Levy M.F., Zaporozhets A.A. Parabolic equation techniques for scattering // Wave Motion, 2000, Vol. 31. – Pp. 147-156.
3. Akhiyarov V.V. Solving diffraction problems by parabolic equation method // Electromagnetic waves and electronic systems, 2012, No. 11. – Pp. 24-30.
4. Akhiyarov V.V. The results of radiation and scalar diffraction problems solution using parabolic equation technique // Electromagnetic waves and electronic systems, 2014, No. 2. - С. 12-18.
5. Akhiyarov V.V., Kaloshin V.A., Nikitin E.A. Investigation of wide-band planar Luneburg lenses // Journal of Radio Electronics, 2014, № 1. <http://jre.cplire.ru/jre/jan14/18/text.pdf>.
6. Akhiyarov V.V. Calculation of the Luneberg lens directivity pattern using parabolic equation technique for H_{10} wave // Proceedings of 25th International Crimean Conference «Microwave and Telecommunication Technology», 2015. - Pp. 485-486.
7. Akhiyarov V.V. Using parabolic equation technique for inhomogeneous dielectric lens antenna investigation // Journal of Radio Electronics, 2015, No. 12. <http://jre.cplire.ru/jre/dec15/13/text.pdf>.

8. McCargar R.K., Siegrist K.M., Reuster J.R. et al. Body-of-Revolution Implementation of the Parabolic Wave Equation with Application to Rocket Plume Attenuation Modeling // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2018.
9. Jordan R.H., Hall D.G. Free-space azimuthal paraxial wave equation: the azimuthal Bessel-Gauss beam solution // Optic letters, 1994, Vol. 19, No. 7. - Pp. 427-429.
10. Akhiyarov V.V. Parabolic Equation Method in the Diffraction Theory // Achievements of modern radioelectronics, 2010, No. 9. - Pp. 72-80.
11. Guizar-Sicairos M., Gutierrez-Vega J.C. Computation of quasi-discrete Hankel transforms of integer order for propagating optical wave fields // J. Opt. Soc Am. A, 2004, Vol. 21, No. 1. - Pp. 53-58.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ГРАНИЦ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ АНАЛИТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ДЛЯ РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ВБЛИЗИ ОТКРЫТОГО КОНЦА ВОЛНОВОДА

О. В. Потапова¹, Я. В. Христофоров¹

¹Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н.Туполева (КНИТУ-КАИ), Казань, Российской Федерации

Аннотация. В работе приведены результаты исследований, позволяющих определить границу корректного использования стандартных аналитических выражений для определения электромагнитного поля вблизи открытого конца волновода. Для определения указанной границы проводилось сравнение компонент электромагнитного поля, полученных вычислениями и с помощью моделирования в программе CST Studio.

Ключевые слова: электромагнитное поле, открытый конец волновода; электродинамическое моделирование.

DETERMINATION OF LIMITS OF USING THE ANALYTICAL MODEL TO CALCULATE THE ELECTROMAGNETIC FIELD NEAR AN OPEN END OF WAVEGUIDE

O. V. Potapova¹, Ya. V. Christoforov¹

¹Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev,
Kazan, Russian Federation

Abstract. The work presents the results of studies that make it possible to determine the limit of correct use of standard analytical expressions for calculating the electromagnetic field near the open end of the waveguide. To determine the specified limit was compared the components of the electromagnetic field obtained by the analytical calculations and using modeling in CST Studio.

Keywords: electromagnetic field, open end of waveguide, electrodynamic modelling.

1. ВВЕДЕНИЕ

Традиционно антенны, как часть радиоэлектронных систем, использовались для передачи информации на большие расстояния. Классическая теория антенн анализирует поле излучения в дальней зоне, стандартные аналитические методы позволяют определить электромагнитное поле на расстояниях, во много раз превышающих длину волны и размеры антенны. В последнее время, с появлением беспилотных летательных аппаратов, технологии MIMO и развитием микроволновых технологий, требуется формировать (или фиксировать) электромагнитное поле на расстояниях, соизмеримых с размерами излучающей системы, т.е. в ближней и промежуточной зонах [1]. Однако в классической антенной теории отсутствует корректное описание поля в области, примыкающей к излучателю [2]. В большом числе микроволновых технологий используются излучатели волноводного или рупорного типа. Поэтому вопросы определения границ использования стандартных аналитических моделей для расчета электромагнитных полей (ЭМП) вблизи волноводных излучателей являются, несомненно, актуальными.

2. ПРОВЕДЕННЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

В работе было проведено сравнение компонент вектора напряженности электрического поля E , создаваемых открытым концом волновода. Значения вектора E получались 2-мя способами: вычислением с использованием стандартных аналитических выражений [1, 2] (в программе MathCad), и с помощью электродинамического моделирования в программе CST Studio.

Расчеты и моделирование проводились при одинаковой геометрии задачи. Различие в условиях возбуждения устранилось нормировкой суммарной составляющей напряженности электрического поля на расстоянии длины волны (λ) от раскрыва волновода.

3. АНАЛИТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ

Электромагнитное поле (ЭМП), создаваемое открытым концом волновода, в работе находилось стандартным способом [3]: в виде интерференции полей, создаваемых элементами Гюйгенса, расположенными в раскрыве. ЭМП, создаваемое элементарной площадкой, рассчитывалось также стандартно – как поле двух взаимно перпендикулярных поверхностных токов:

$$\text{электрического} \quad \dot{I}^e = \dot{j}^e dy = \dot{H}_s dy, \quad \text{и}$$

$$\text{магнитного} \quad \dot{I}^m = \dot{j}^m dx = \dot{E}_s dx, \quad \text{где}$$

\dot{E}_s, \dot{H}_s – величины напряженности электрического и магнитного полей на поверхности элемента Гюйгенса.

Рассматривая элементарную площадку dS как элемент волны H_{10} в раскрыве, в работе использовалось соотношение:

$$H_s = \frac{E_s}{Z_{H10}},$$

где Z_{H10} – характеристическое сопротивление волны H_{10} .

В проведенных исследованиях прямоугольный волновод был ориентирован таким образом, чтобы его широкая стенка (*a*) располагалась вдоль оси X, а узкая стенка (*b*) – вдоль оси Y.

При расчетах учитывалось, что вдоль широкой стенки волновода укладывается одна полуволна моды H_{10} , таким образом, использовалось косинусоидальные распределения электрического и магнитного токов вдоль широкой стенки.

4. ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ

В программе CST Studio была создана модель стандартного прямоугольного волновода размерами (380 мм × 191 мм), работающего на частоте 600 МГц (рисунок 1). Распределение компонент ЭМП поля вдоль осей X, Y, Z контролировалось при помощи пробников электрического поля.

5. ПОЛУЧЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

На рисунке 2 приведены графики, сравнивающие полученные распределения компонент электрического поля в направлении, перпендикулярном открытому концу волновода (вдоль оси Z).

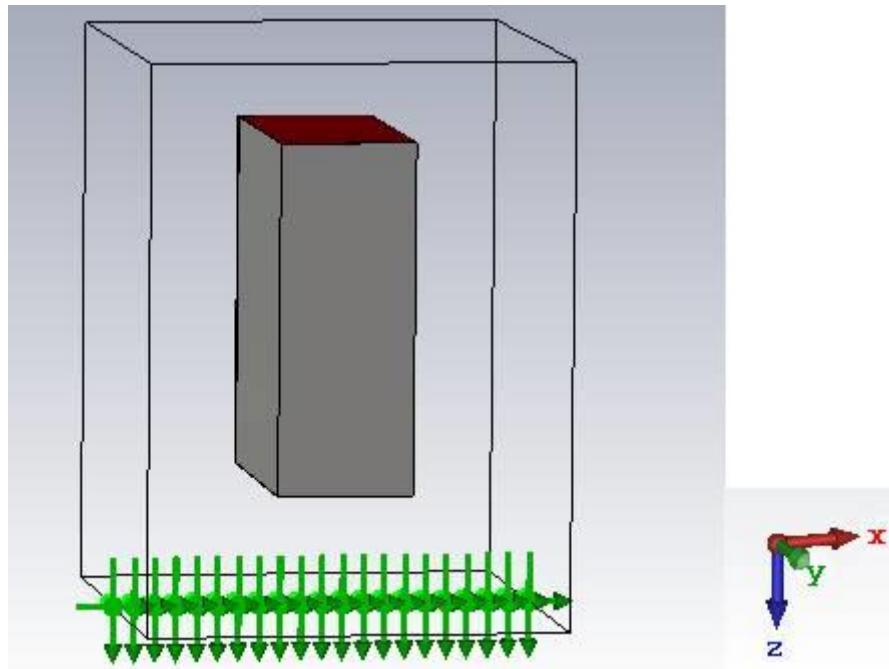


Рис. 1. Модель в программе CST Studio

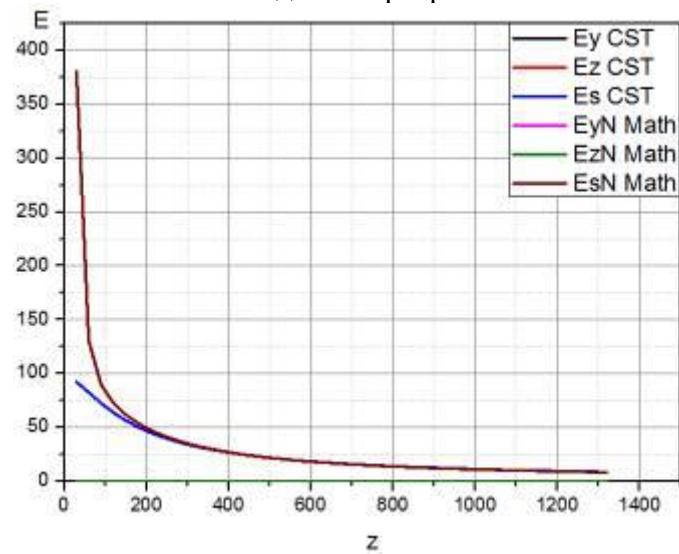


Рис. 2. Распределение компонент вектора Е вдоль оси Z.

На рисунках 3 - 5 показаны распределения компонент электрического поля в плоскостях, параллельных открытому концу волновода (вдоль осей X и Y), на различных удалениях от раскрыва. Из рисунков следует, что, как и ожидалось, наиболее значительные отличия наблюдаются при небольших расстояниях от раскрыва волновода. На расстоянии порядка $0,35 \lambda$ разница оставалась достаточно существенной, причем наибольшие различия наблюдались на краях раскрыва. Начиная с расстояния сопоставимого с длиной волны, разница в величинах компонент поля становилась незначительной.

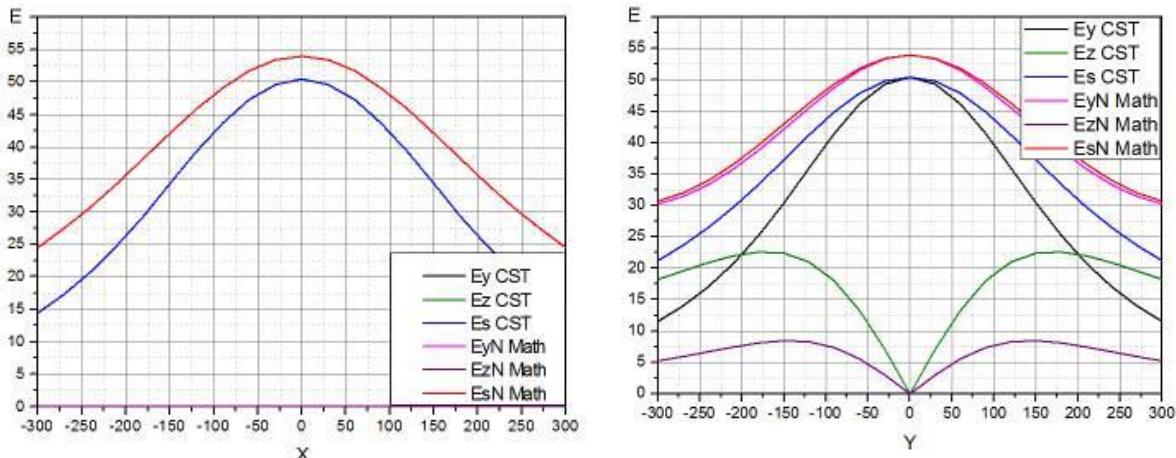


Рис. 3. Распределение компонент вектора Е при Z=180 мм

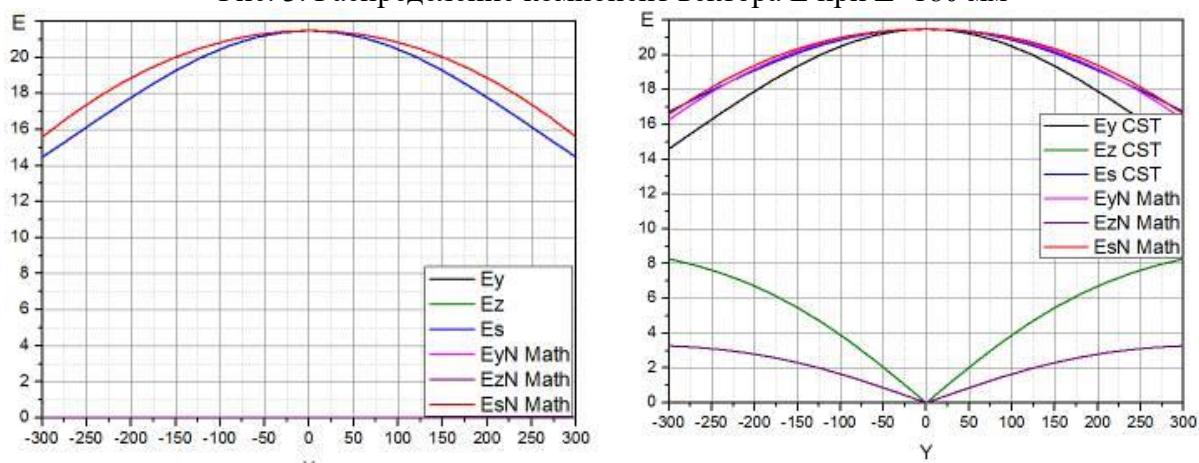


Рис. 4. Распределение компонент вектора Е при Z=510 мм

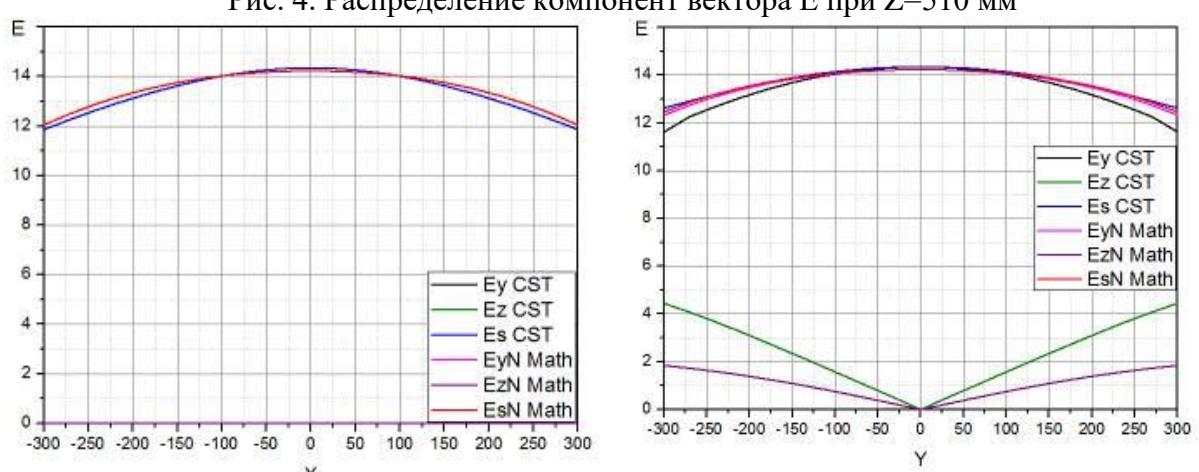


Рис. 5. Распределение компонент вектора Е при Z=780 мм

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенные исследования показали, что начиная с расстояния от раскрыва волновода порядка λ (или даже чуть меньше, около $0,75 \lambda$), использование стандартных аналитических выражений для расчета излучаемого электромагнитного поля является вполне корректным.

ЛИТЕРАТУРА

1. Седельников Ю.Е., Тестоедов Н.А., Веденькин Д.А., Данилов И.Ю., Потапова О.В., Романов А.Г., Фадеева Л.Ю., Чони Ю.И. Антенны, сфокусированные в зоне ближнего излученного поля. Красноярск: Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т, 2015. - 322 с.
2. Неганов В.А., Табаков Д.П., Яровой Г.П. Современная теория и практические применения антенн. М: Радиотехника, 2009. - 720 с.
3. Драбкин А.Л., Зузенко В.Л., Кислов А.Г. Антенно-фидерные устройства. М: Советское радио, 1974. - 536 с.

REFERENCES

1. Sedelnikov Yu.E., Testoedov N.A., Vedenkin D.A., Danilov I.Yu., Potapova O.V., Romanov A.G., Fadeeva L.Yu., Choni Yu.I. Antennas focused in the near radiated field area. Krasnoyarsk: Reshetnev Siberian State University of Sience and Technology, 2015. - 322 p.
2. Neganov V.A., Tabakov D.P., Yarovoy G.P. Modern theory and practical applications of antennas. Moscow: Radio technics, 2009. – 720 p.
3. Drabkin A.L., Zuzenko V.L., Kislov A.G. Antennas and Feeders. Moscow: Soviet radio, 1974. – 536 p.

ОПТИМИЗАЦИЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ РАЗМЕРОВ БИКОНИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ ПО КРИТЕРИЮ МАКСИМУМА ПЛОТНОСТИ ЭНЕРГИИ ИЗЛУЧАЕМОГО ВИДЕОИМПУЛЬСА

А. А. Волков¹

¹Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (ВУНЦ ВВС «ВВА»),
Воронеж, Россия

Аннотация. Проведены расчеты зависимостей плотности излучаемой биконической антенной энергии в азимутальной плоскости от ее геометрических размеров при возбуждении гауссовыми видеоимпульсами. На основе анализа полученных зависимостей определены условия, при которых плотность энергии достигает максимального значения.

Ключевые слова: биконическая антenna; энергетическая диаграмма направленности; плотность энергии.

OPTIMIZATION OF THE GEOMETRIC DIMENSIONS OF A BICONICAL ANTENNA ACCORDING TO THE CRITERION OF MAXIMUM ENERGY DENSITY OF THE RADIATED VIDEO PULSE

A. A. Volkov¹

¹Military Educational-Research Centre of Air Force «Air Force Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin» (MERC AF «AFA»), Voronezh, Russia

Abstract. The dependences of the density of the radiated biconical antenna energy in the azimuthal plane on its geometric dimensions are calculated when excited by Gaussian video pulses. Based on the analysis of the dependences obtained, the conditions under which the energy density reaches its maximum value are determined.

Keywords: biconical antenna; energy pattern; energy density.

1. ВВЕДЕНИЕ

Биконические антенны находят широкое применение в качестве излучателей видеоимпульсных сигналов, что обусловлено слабой частотной зависимостью их основных параметров в широкой полосе частот [1]. Антенны данного типа имеют круговую диаграмму направленности в азимутальной плоскости, а главное направление излучения находится в плоскости, перпендикулярной оси симметрии антенны и проходящей через ее центр (точку запитки). Эта особенность определяет круг практических задач, в которых могут использоваться биконические антенны.

Одной из важнейших задач, возникающих в ходе разработки антенн, является выбор их геометрических размеров для обеспечения требуемых показателей эффективности. Для видеоимпульсных сигналов в качестве показателей эффективности излучения обычно выбирают интегральные во времени энергетические величины. Наиболее удобной из них представляется плотность энергии излучения [2].

Оптимизация геометрических размеров биконической антенны на основе анализа монохроматических диаграмм направленности проводилась в работе [3]. Однако, монохроматические диаграммы направленности могут существенно изменяться в полосе частот видеоимпульса, поэтому их использование для оптимизации размеров антенн, предназначенных для излучения видеоимпульсов, весьма затруднительно.

Цель настоящей работы – определение размеров биконической антенны, обеспечивающих наибольшую плотность энергии излучения видеоимпульса в главном направлении.

2. Соотношения для расчета плотности энергии излучения биконической антенны

Схема биконической антенны показана на рисунке 1, где обозначено: L – длина образующей конического вибратора; θ_0 – половина угла при вершине конического вибратора; x , y , z – оси декартовой системы координат, связанной с антенной; r , θ – сферические координаты точки наблюдения в системе координат антенны.

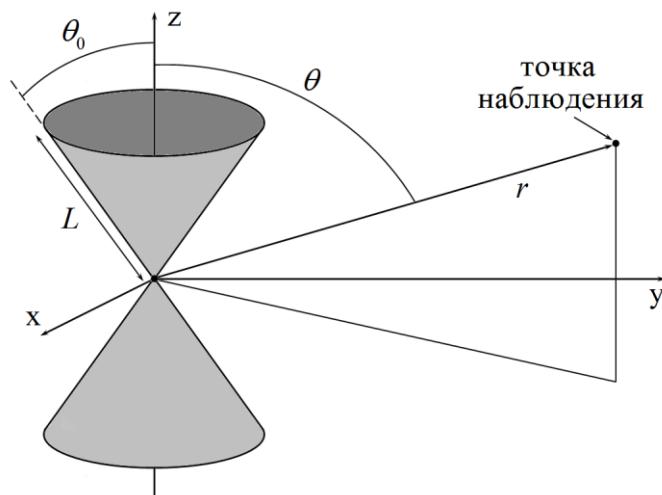


Рис. 1. Биконическая антенна.

Далее будет считаться, что антenna не имеет потерь, расстояние между вершинами конических излучателей бесконечно мало и затекание тока на внутренние поверхности конусов отсутствует, т.е. волны тока испытывают полное отражение от торцов конических излучателей. При этом будет рассмотрен случай возбуждения антенны генератором ЭДС с активным внутренним сопротивлением.

В рамках принятых допущений напряженность электрического поля конического излучателя в дальней зоне может быть найдена по приближенной формуле [4]:

$$E_k(r, \theta, t, L/c, \theta_0) = \frac{1}{8\pi^2 r \epsilon_a c (Z + Z_w(\theta_0))} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} a(\theta, \psi, \theta_0) \left(\frac{\Delta u(t^*, L/c, \Psi(\theta, \psi, \theta_0)L/c)}{\Psi(\theta, \psi, \theta_0)} + \frac{\Delta u(t^* - 2L/c, L/c, -\Psi(\pi + \theta, \psi, \theta_0)L/c)}{\Psi(\pi + \theta, \psi, \theta_0)} \right) d\psi. \quad (1)$$

В (1) использованы следующие обозначения:

$$a(\theta, \psi, \theta_0) = \sin \theta \cos \theta_0 - \cos \theta \sin \theta_0 \cos \psi; \quad (2)$$

$$\Delta u(t, \tau_1, \tau_2, \theta_0) = \sum_{m=0}^{\infty} \rho(\theta_0)^m (u(t - 2m\tau_1) - u(t - \tau_2 - 2m\tau_1)); \quad (3)$$

$$\Psi(\theta, \psi, \theta_0) = 1 - \sin \theta \sin \theta_0 \cos \psi - \cos \theta \cos \theta_0; \quad (4)$$

где $t^* = t - r/c$ – смещённое время; c – скорость распространения электромагнитного поля; ϵ_a – абсолютная диэлектрическая проницаемость среды; $Z_w(\theta_0) = 120 \ln(\operatorname{ctg}(\theta_0/2))$ – волновое сопротивление биконической антенны [5]; $u(t)$, Z – напряжение и внутреннее сопротивление возбуждающего генератора, соответственно; $\rho(\theta_0) = (Z - Z_w(\theta_0))/(Z + Z_w(\theta_0))$ – коэффициент отражения в точке запитки антенны.

Напряженность электрического поля биконической антенны равна сумме напряженностей полей конических излучателей:

$$E(r, \theta, t, L/c, \theta_0) = E_k(r, \theta, t, L/c, \theta_0) + E_k(r, \pi - \theta, t, L/c, \theta_0). \quad (5)$$

Плотность энергии электромагнитного поля биконической антенны определяется по формуле:

$$w(r, \theta, L/c, \theta_0) = \frac{1}{Z_0} \int_{-\infty}^{\infty} E^2(r, \theta, t, L/c, \theta_0) dt, \quad (6)$$

где $Z_0 = 120\pi$ Ом – волновое сопротивление свободного пространства.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА И АНАЛИЗ ЗАВИСИМОСТЕЙ ПЛОТНОСТИ ЭНЕРГИИ ИЗЛУЧЕНИЯ ОТ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ АНТЕННЫ

Расчет плотности энергии проводился для точки наблюдения, имеющей координаты $r = 100$ м и $\theta = \pi/2$ рад. В качестве возбуждающего генератора выбран генератор гауссова видеоимпульса:

$$u(t) = U \exp(-18t^2/\tau^2), \quad (7)$$

где $U = 10$ кВ – амплитуда импульса напряжения генератора; τ – длительность импульса по уровню $0,011U$. Внутреннее сопротивление генератора принято равным $Z = 50$ Ом. Начало отсчета времени для импульса (7) совмещено с его центром.

Получение общих закономерностей возможно при переходе к безразмерному времени $\xi = t/\tau$. Возбуждающий импульс (7) в этом случае будет описываться выражением:

$$u(\xi) = U \exp(-18\xi^2), \quad (8)$$

а плотность излучаемой энергии следует рассчитывать по формуле:

$$w\left(\frac{L}{c\tau}, \theta_0\right) = \frac{\tau}{Z_0} \int_{-\infty}^{\infty} E^2\left(100, \frac{\pi}{2}, \xi, \frac{L}{c\tau}, \theta_0\right) d\xi. \quad (9)$$

На рисунке 2 показаны графики зависимостей величины w/τ от отношения $L/(c\tau)$ в диапазоне 0,1...10 для различных значений угла раскрытия конических излучателей.

Величина w/τ имеет условные максимумы, координаты которых увеличиваются при возрастании угла θ_0 . Условные максимумы также имеются и по углу θ_0 при заданном отношении $L/(c\tau)$.

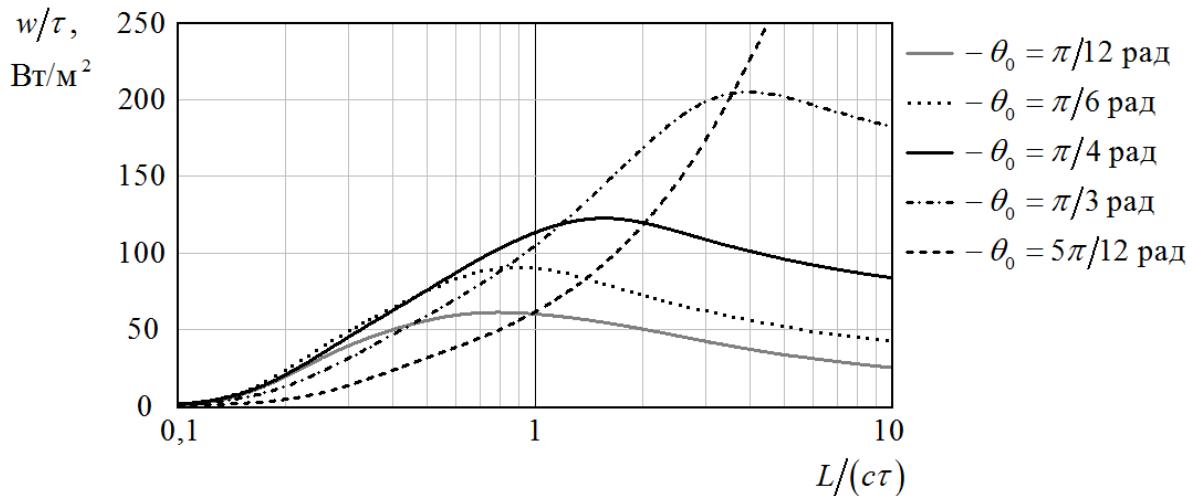
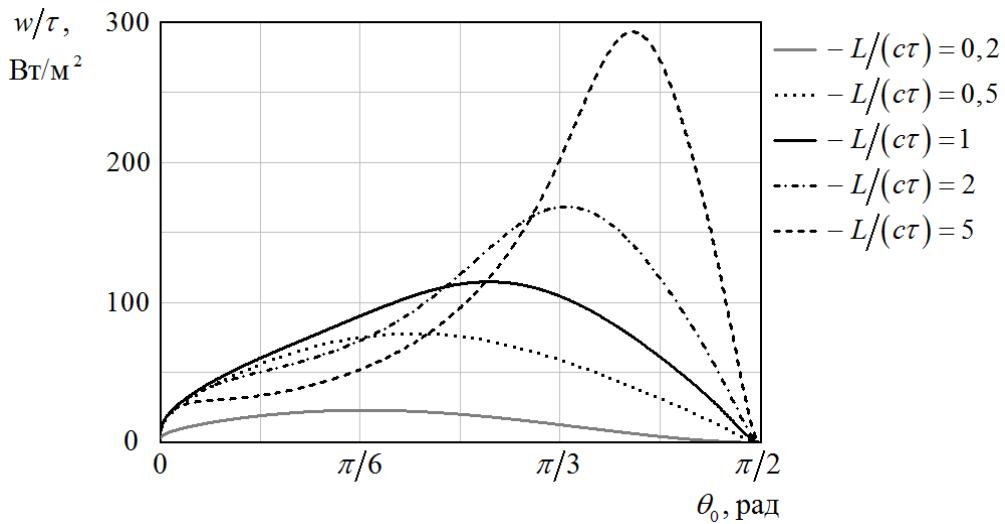
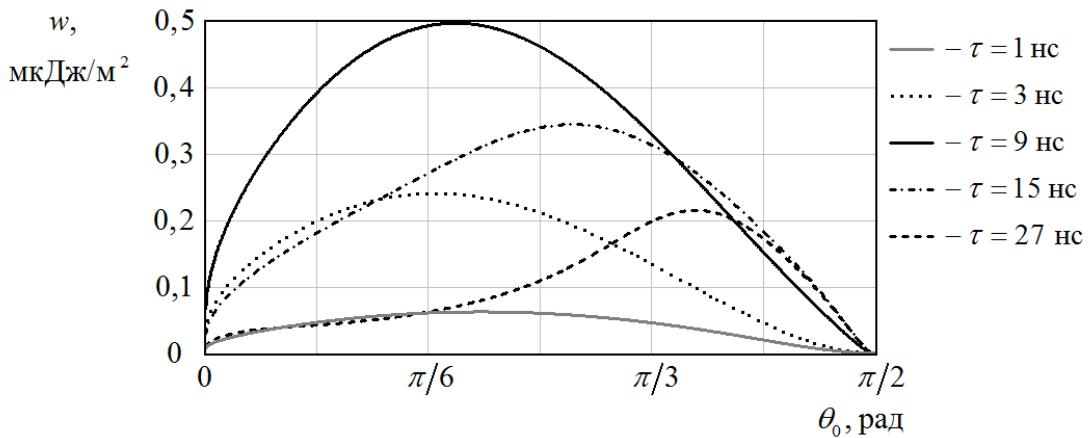


Рис. 2. Зависимости величины w/τ от отношения $L/(c\tau)$.

Из графиков на рисунке 2, в частности, следует, что для наиболее эффективного излучения импульсов с пространственной протяженностью, равной длине образующей конуса, из представленных вариантов следует использовать антенну с $\theta_0 = \pi/4$ рад. При излучении таких импульсов антенны с наибольшим и наименьшим углами раскрыва конусов ($5\pi/12$ и $\pi/12$ рад) обладают одинаковой эффективностью. Антенны с углами раскрыва конусов $\pi/4$ и $\pi/6$ рад обладают одинаковой эффективностью при излучении импульсов, пространственная протяженность которых в два раза больше L . Если длина образующей конуса в два раза больше пространственной протяженности импульса, то из рассматриваемых вариантов следует использовать антенну с $\theta_0 = \pi/3$ рад.

На рисунке 3 показаны графики зависимостей величины w/τ от угла θ_0 для различных значений отношения $L/(c\tau)$. Эти графики позволяют определить оптимальный угол раскрытия конических излучателей при заданном отношении $L/(c\tau)$. Так, при $L/(c\tau) = 1$ наибольшей эффективностью излучения будет обладать антenna с $\theta_0 = 0,861$ рад (50°).

Следует заметить, что максимальное значение плотности энергии зависит не только от отношения $L/(c\tau)$ и угла θ_0 , но и от абсолютного значения длительности возбуждающего импульса. Это тоже необходимо учитывать при оптимизации геометрических параметров антенн. На рисунке 4 приведены графики зависимостей плотности энергии при излучении излучения антенны с длиной образующей конусов, равной 0,9 м от угла θ_0 при ее возбуждении импульсами разной длительности. Из этих графиков видно, что наибольшему значению плотности энергии соответствует оптимальный угол $\theta_0 = 0,587$ рад ($33,6^\circ$), а достигается оно при $\tau = 9$ нс. Пространственная протяженность такого импульса в 3 раза больше длины образующей конусов антennы.

Рис. 3. Зависимости величины w/τ от угла θ_0 .Рис. 4. Зависимости плотности энергии от угла θ_0

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в качестве условия для выбора геометрических размеров биконической антенны предложено использовать критерий максимума плотности энергии электромагнитного поля, излучаемого в азимутальной плоскости. Проведены расчеты зависимостей плотности энергии от угла раскрыва и длины образующей конических излучателей при возбуждении антенны гауссовыми видеоимпульсами. Установлено, что по каждому из геометрических параметров антенны плотность энергии имеет условный максимум. Показано, что оптимальный угол раскрыва связан с нормированной к пространственной протяженности импульса длиной образующей конических вибраторов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Зернов Н. В. Теория диапазонных слабонаправленных антенн. Л.: ЛКВВИА им. А. Ф. Можайского, 1958. – 180 с.
2. Зернов Н. В., Меркулов Г. В. Энергетические характеристики апертурных антенн, излучающих негармонические волны // Радиотехника, 1991, №1. С. 68-71.

3. Kudpik R., Meksamoot K., Siripon N., Kosulvit S. Design of a compact biconical antenna for UWB applications / 2011 Int. Symp. on Intelligent Signal Processing and Communications Systems, Chiang Mai, Thailand, 2011. P. 1– 6.
4. Волков А. А. Методика и результаты расчета поля излучения биконической антенны при импульсном возбуждении // Антенны, 2011, №9. – С. 38-42.
5. Щелкунов С. А., Фриис Г. Т. Антенны (Теория и практика). М.: Советское радио, 1955. – 604 с.

REFERENCES

1. Zernov, N. V. Theory of band weakly directed antennas. Leningrad: LKVIA, 1958. – 180 p.
2. Zernov, N. V., Merkulov, G. V. Energy characteristics of aperture antennas emitting non-harmonic waves // Radio Engineering, 1991, No. 1. – Pp. 68-71.
3. Kudpik, R., Meksamoot, K., Siripon, N., Kosulvit, S. Design of a compact biconical antenna for UWB applications / 2011 Int. Symp. on Intelligent Signal Processing and Communications Systems, Chiang Mai, Thailand, 2011. Pp. 1– 6.
4. Volkov, A. A. Methods and results of calculating the radiation field of a biconical antenna during pulsed excitation // Antennas, 2011, No. 9. – Pp. 38-42.
5. Shchelkunov, S. A., Friis, G. T. Antennas (Theory and Practice). Moscow: Sovetskoye radio, 1955. – 604 p.

ОЦЕНКА ИСКАЖЕНИЯ ПАРЦИАЛЬНЫХ ДИАГРАММ ЭЛЕМЕНТОВ ФАР ПО МАТРИЦАМ РАССЕЯНИЯ И ДИАГРАММЕ ИЗОЛИРОВАННОГО ЭЛЕМЕНТА

О. В. Бажанова, В. А. Степкин, А. М. Бобрешов, Г. К. Усков,
К. В. Смусева, Л.И. Аверина

ФГБОУ ВО ВГУ, Воронеж, Россия

Аннотация. В работе рассматривается возможность оценки искажения парциальных диаграмм антенных элементов за счет их взаимного влияния в фазированной антенной решетке по диаграмме направленности изолированного элемента и матрицам рассеяния. Предложенные выражения могут использоваться для выбора геометрии ФАР при максимизации пропускной способности MIMO систем.

Ключевые слова: парциальная диаграмма направленности, S-параметры, фазированные антенные решетки.

EVALUATION OF DISTORTION OF PARTIAL DIAGRAM OF HEADLIGHT ELEMENTS BY SCATTERING MATRIX AND DIAGRAM OF AN ISOLATED ELEMENT

O.V. Bazhanova, V.A. Stepkin, A.M. Bobreshov, G.K. Uskov,
K.V. Smuseva, L.I. Averina

VSU, Voronezh, Russia

Abstract. The paper considers the possibility of estimating the distortion of partial diagrams of antenna elements due to their mutual influence in a phased antenna array according to the radiation pattern of an isolated element and scattering matrices. The proposed expressions can be used to select the PAR geometry while maximizing the throughput of MIMO systems.

Keywords: partial radiation pattern, S-parameters, phased antenna arrays.

1. ВВЕДЕНИЕ

Для оценки пропускной способности систем MIMO (Multiple Input Multiple Output) обычно используют парциальные диаграммы направленности элементов фазированной антенной решетки (ФАР) [1-4]. Такие диаграммы направленности (ДН) обычно рассчитываются с использованием полной электродинамической модели ФАР численными методами, что позволяет учитывать взаимное влияние антенных элементов (АЭ) в зависимости от их взаимного расположения. Численный расчет занимает длительное время, что затрудняет статистический анализ систем MIMO и оптимизацию расположения АЭ для улучшения пропускной способности [1,3].

В работе проводится проверка приближенных соотношений для расчета парциальных ДН элементов ФАР с учетом взаимного влияния, исходя из диаграммы направленности одного изолированного элемента и S-параметрами элементов.

2. ПРИБЛИЖЕНИЕ ДЛЯ ОЦЕНКИ ИСКАЖЕНИЯ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ АЭ В ФАР

В настоящей работе предложена методика расчета ДН ФАР по ДН каждого антенного элемента с учетом искажений за счет взаимного влияния. Она заключается в следующем. Для каждого антенного элемента в ФАР необходимо пересчитать фазовую ДН с учетом сдвига системы координат (рис.1) относительно той, в которой производился

расчет ДН для изолированного элемента. Затем производится вычисление парциальных диаграмм направленности по известным ДН изолированных АЭ и матрице S-параметров, измеренной для всех портов ФАР.

В среде CST Studio Suite было произведено моделирование одного (изолированного) MIMO stacked-patch антенного элемента с двумя портами, как показано на рисунке 2. Они необходимы для формирования излучения с ортогональными поляризациями $-45^\circ/+45^\circ$. Геометрия излучателя оптимизировалась чтобы обеспечить коэффициенты отражения менее -15dB и развязку между входами более 25 dB . Были построены диаграммы направленности единичного антенного элемента для обеих излучаемых поляризаций.

Учет сдвига координат антенного элемента производился путем преобразования фазовой ДН одиночного элемента. Формула для измененной фазовой характеристики (Φ -фазовая диаграмма направленности антенны, характеризующая изменение фазового сдвига при перемещении точки наблюдения) за счет разности хода лучей при смещении начала системы координат была приведена в [5]:

$$\Phi'(\theta, \varphi) = \Phi(\theta, \varphi) - k(x_0 \sin(\theta) \cos(\varphi) + y_0 \sin(\theta) \sin(\varphi) + z_0 \cos(\theta)) \quad (1)$$

где $\Phi'(\theta, \varphi)$ - смещенная на x_0, y_0 ДН, $\Phi(\theta, \varphi)$ - исходная диаграмма направленности, k - волновое число, соответствующее частоте излучения, x_0, y_0, z_0 - координаты в исходной системе координат.

На рис. 1а отображена исходная фазовая характеристика для начала системы координат в точке $(0, 0, 0)$ в CST Studio Suite. На рис. 1б изображена смещенная ДН для системы координат с центром в $(100\text{мм}, 0, 0)$ в CST Studio Suite .

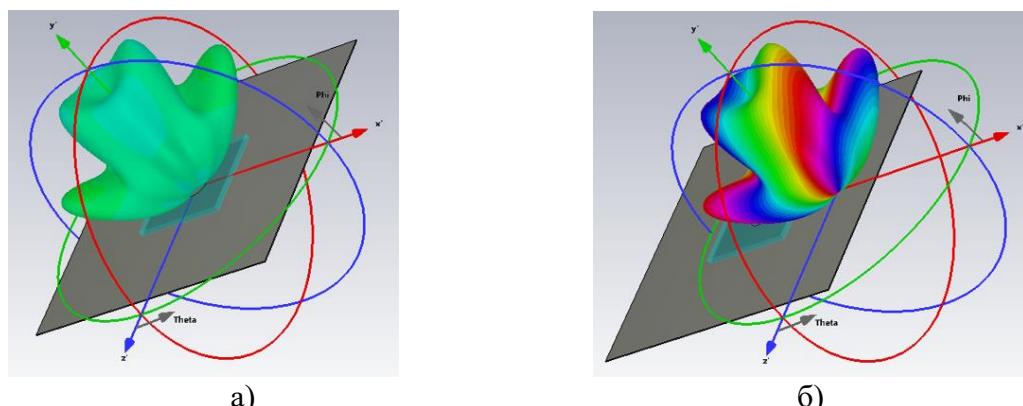


Рис. 1. Распределение фаз на диаграмме направленности изолированного элемента для:
а) исходной фазовой характеристики; б) измененной фазовой характеристики;

Затем из этого элемента была смоделирована двухэлементная антенная решетка, схема которой представлена на рис.2. За счет наличия между элементами взаимной связи происходит искажение парциальных диаграмм направленности, которое зависит от взаимного расположения АЭ. В ряде работ [1, 4] используются приближенные выражения, позволяющие оценить матрицы рассеяния в зависимости от периода ФАР.

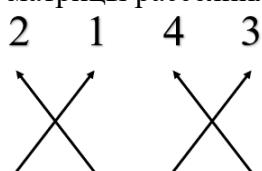


Рис. 2. Схема фазированной антенной решетки

Проверка метода производилась с использованием среды MATLAB, в которой проводилось сравнение парциальных диаграмм направленности элемента при наличии взаимного влияния в решетке и рассчитанного по ДН одного изолированного элемента с учетом S-параметров.

Для учета взаимного влияния в качестве приближения использовалась формула для вычисления парциальной диаграммы направленности через диаграммы направленности изолированного элемента и S-параметры в составе ФАР (2-5):

$$f_{1\text{парц}} = f_{1\text{из}}(1 - s_{11}) + f_{1\text{из}}^{\text{смеш}}s_{21} + f_{2\text{из}}s_{31} + f_{2\text{из}}^{\text{смеш}}s_{41} \quad (2)$$

$$f_{2\text{парц}} = f_{1\text{из}}s_{11} + f_{1\text{из}}^{\text{смеш}}(1 - s_{21}) + f_{2\text{из}}s_{31} + f_{2\text{из}}^{\text{смеш}}s_{41} \quad (3)$$

$$f_{3\text{парц}} = f_{1\text{из}}s_{11} + f_{1\text{из}}^{\text{смеш}}s_{21} + f_{2\text{из}}(1 - s_{31}) + f_{2\text{из}}^{\text{смеш}}s_{41} \quad (4)$$

$$f_{4\text{парц}} = f_{1\text{из}}s_{11} + f_{1\text{из}}^{\text{смеш}}s_{21} + f_{2\text{из}}s_{31} + f_{2\text{из}}^{\text{смеш}}(1 - s_{41}) \quad (5)$$

где $f_{1\text{из}}$, $f_{2\text{из}}$ - диаграммы направленности изолированного элемента для 1 и 2 портов; $f_{1\text{из}}^{\text{смеш}}$, $f_{2\text{из}}^{\text{смеш}}$ - диаграммы направленности изолированного элемента для 1 и 2 портов, смещенные на расстояние между элементами во выражению (1).

Применяя формулы 1 и 2, были получены парциальные диаграммы направленности в среде MATLAB. Для примера, на рис.3 представлены парциальные диаграммы направленности первого порта ФАР, представленные в линейной шкале. Несмотря на то, что для вычисления (рис. 3а) использовалось приближение, искажения ДН при учете взаимного влияния количественно хорошо сходятся с полученными (рис. 3б) при численном решении полной электродинамической модели.

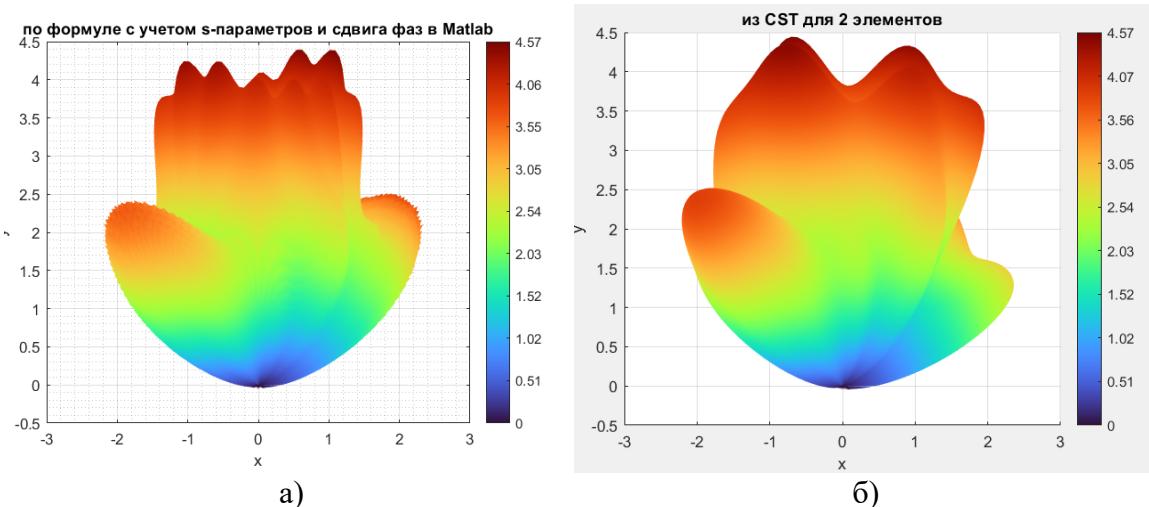


Рис. 3. Парциальные диаграммы направленности первого порта ФАР: а) преобразование по формулам (1) и (2); б) рассчитанная в CST Studio Suite по полной модели ФАР

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе проведена проверка приближенных соотношений для расчета парциальных ДН по диаграмме направленности изолированного элемента и S-параметрам без решения полной электродинамической задачи. Предложенные выражения могут использоваться для выбора периода элементов фазированной антенной решетки при максимизации пропускной способности MIMO систем.

4. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ в рамках государственного задания ВУЗам в сфере научной деятельности на 2023–2025 годы, проект №FZGU-2023-0006.

ЛИТЕРАТУРА

1. Паршин Ю.Н., Комиссаров А.В. Пропускная способность mimo телекоммуникационной системы в условиях изменяющейся пространственной структуры радиотракта с искусственной многолучевостью / Журнал: Цифровая обработка сигналов, 2012, 50-55c.
2. Kun Chou Lee , Tah Hsiung Chu Analysis of Injection-Locked Antenna Array Including Mutual Coupling Effects / IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2004, 2885-2890c.
3. Shiyang Lu, Hontat Hui, M. Bialkowski Optimizing MIMO Channel Capacities Under the Influence of Antenna Mutual Coupling / IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, TOM 7, 2008, 287-290c.
4. Inder J . Gupta and Aharon A. Ksienki, Effect of Mutual Coupling on the Performance of Adaptive Arrays / IEEE Transactions on Antennas and Propagation, N. 5. 1983, P.785-791.
5. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ // Москва «Высшая школа», 1988, – 432 c.

REFERENCES

1. Parshin Yu.N., Komissarov A.V. Throughput mimo of a telecommunication system in conditions of a changing spatial structure of a radio path with artificial multipath / Journal: Digital Signal Processing, 2012, 50-55p.
2. Kun Chou Lee , Tah Hsiung Chu Analysis of Injection-Locked Antenna Array Including Mutual Coupling Effects / IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2004, 2885-2890p.
3. Shiyang Lu, Hontat Hui, M. Bialkowski Optimizing MIMO Channel Capacities Under the Influence of Antenna Mutual Coupling / IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, TOM 7, 2008, 287-290p.
4. Inder J . Gupta and Aharon A. Ksienki, Effect of Mutual Coupling on the Performance of Adaptive Arrays / IEEE Transactions on Antennas and Propagation, N. 5. 1983, P.785-791.
5. Sazonov D. M. Antennas and microwave devices // Moscow "Higher School", 1988, – 432p.

ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ ДВИЖУЩИХСЯ ОБЪЕКТОВ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ПЕЛЕНГОВАНИЯ РАССЕЯННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ШИРОКОВЕЩАТЕЛЬНЫХ РАДИОСТАНЦИЙ В КВ ДИАПАЗОНЕ

Г. Г. Вертоградов¹, В. Ю. Нестеров¹

¹Южный федеральный университет (ЮФУ), Ростов-на-Дону, Российской Федерации

Аннотация. Многоканальный широкоапertureный пеленгатор КВ-диапазона, работающий в режиме доплеровского разделения лучей, применен для решения задач пассивной когерентной радиолокации при подсвечивании движущегося объекта в атмосфере Земли излучением широковещательных радиостанций. Разработанная модель рассеяния сигналов широковещательных радиостанций с учетом особенностей распространения КВ в ионосфере позволяет по результатам пеленгования оценивать пространственную траекторию движущегося объекта из одной приемной точки. Показано, что использованный радиопеленгатор совместно с развитой моделью позволяет решать задачи обнаружения и сопровождения объектов на расстояниях не меньше 60 км.

Ключевые слова: пассивная когерентная радиолокация, рассеянное излучение, КВ-пеленгование, ионосферное распространение радиоволн

MOVING OBJECTS PARAMETERS ESTIMATION BASED ON DIRECTION FINDING OF BROADCASTING HF RADIOSTATIONS SCATTERED RADIATION

G. G. Vertogradov¹, V. Y. Nesterov¹

¹Southern Federal University (SFU), Rostov-on-Don, Russian Federation

Abstract. A multi-channel wide-aperture HF direction finder operating in the Doppler beam separation mode is used to solve the problems of passive coherent location when a moving object in the Earth's atmosphere is illuminated by the radiation of broadcasting radio stations. The developed model of signals scattering from broadcasting radio stations, which takes into account the characteristics of HF propagation in the ionosphere, makes it possible to estimate the spatial trajectory of a moving object from single receiving point using the direction finding results. It is shown that the used radio direction finder, together with the developed model, allows one to solve the problems of detecting and tracking objects at distances of at least 60 km.

Keywords: passive coherent location, scattered radiation, HF direction finding, ionospheric propagation of radio waves

1. ВВЕДЕНИЕ

За последнее десятилетие в отечественной и зарубежной литературе появилось множество публикаций, направленных на решение задач полуактивной радиолокации [1]. Обнаружение, идентификация объектов и оценка их параметров осуществляется на основе регистрации радиоизлучения, рассеянного неизвестным объектом с применением современных методов цифровой обработки сигналов. При этом в качестве источника излучения, подсвечивающего движущийся объект, используются различные радиостанции, работающие в диапазонах от коротких до ультракоротких волн.

В связи с этим становится актуальной проблема построения способов, алгоритмов и программного обеспечения, которые в совокупности с аппаратными комплексами минимальной сложности надежно решали бы указанные задачи. Во многих случаях для

обнаружения и пространственной локализации объектов в тропосфере Земли используются сигналы с широким спектром [1-3]. Это приводит к алгоритмам, требующим для своей реализации существенных вычислительных мощностей, и использованию для их функционирования в реальном времени многопроцессорной и многопоточной обработки. При этом, в КВ-диапазоне выбор источников с широким спектром, которые могли бы использоваться в качестве стороннего подсвета, весьма ограничен. Однако в КВ-диапазоне работает большое количество широковещательных радиостанций с амплитудной модуляцией, типичная мощность которых варьируется в пределах от 100 до 500 кВт. Мощность этих станций вполне достаточна для использования их в качестве стороннего подсвета, однако ширина спектра соответствующих передатчиков не превышает 10 кГц. В то же время все эти передатчики работают с неподавленной несущей частотой, что может быть использовано для построения относительно небольших аппаратных комплексов с программным обеспечением, не требующим значительных вычислительных ресурсов и при этом успешно решающих задачи обнаружения и локализации движущихся объектов в тропосфере и ионосфере Земли. Работы в этом направлении проводятся постоянно [4-6].

Для решения задач пеленгования в КВ-диапазоне в Южном федеральном университете был создан программно-аппаратный комплекс измерения углов прихода и решения задач однопозиционного местоопределения источников радиоизлучения (ИРИ) [4-6]. Поскольку этот комплекс радиопеленгования способен работать в режиме длинных выборок и обеспечивать высокое спектральное разрешение по частоте, его вполне возможно применить для обнаружения и двухмерного пеленгования волн, рассеянных объектами, движущимися в тропосфере Земли при их подсвете излучением широковещательных КВ радиостанций.

Цель работы была сформулирована следующим образом: применить КВ-радиопеленгатор для обнаружения объектов, движущихся в атмосфере Земли, и их пространственного позиционирования на основе имитационного моделирования процессов распространения волн в ионосфере Земли.

2. ОПИСАНИЕ ПРОГРАММНО-АППАРАТНОЙ ЧАСТИ

Программно-аппаратный комплекс КВ-пеленгования построен на основе 8-ми канального цифрового приемника прямого усиления с полосой приема до 4 МГц по каждому каналу. Сигнал оцифровывается в полосе 4 МГц, затем осуществляется фильтрация и децимация сигнала до нужной вторичной частоты дискретизации комплексного низкочастотного сигнала. Для наших задач вторичная частота дискретизации выбрана равной 1 кГц. С каждого канала многоканального цифрового приемника берется выборка длительностью около 17 с, что обеспечивает спектральное разрешение не менее 0.06 Гц.

Радиопеленгатор размещен в окрестности г. Ростова-на-Дону. Его антенная решетка состоит из 8-ми пассивных штыревых антенных элементов высотой 9 м и развернута на площадке 40x40 м.

При каждой перестройке на контролируемую частоту выполняется калибровка антенно-фидерного тракта. Как следствие, достигается идентичность каналов с точностью не хуже 3° по фазе и 2% по амплитуде.

По каждой выборке комплексных сигналов вычисляется спектр на всех антенных элементах и средняя спектральная плотность мощности (СПМ) путем усреднения СПМ, полученных с отдельных антенных элементов. По средней СПМ гистограммным способом определяется вероятная квазимгновенная спектральная плотность шума в цифровой полосе приема [7-9]. Дальнейшему анализу и пеленгованию подлежат только спектральные максимумы, для которых СПМ превышает вероятный уровень шума.

Для каждого спектрального максимума, прошедшего указанный критерий по комплексному спектру, на каждом антенном элементе вычисляется комплексное напряжение. Набор всех комплексных напряжений составляет вектор пространственного амплитудно-фазового распределения (АФР) сигнала по апертуре антенной решетки. По вектору АФР строится пространственная корреляционная матрица [9]. По корреляционной матрице на основе пространственного Фурье анализа вычисляются углы прихода парциального сигнала в горизонтальной плоскости α – азимут и вертикальной плоскости Δ – угол места, а также находится амплитуда парциального сигнала E и его доплеровское смещение относительно несущего колебания – δf .

Как следствие, по результатам работы пеленгатора на внешнем запоминающем устройстве сохраняются измеренные значения двух углов прихода, амплитуд и частот зарегистрированных сигналов. Дальнейшая обработка предполагает селекцию по углам и доплеровскому смещению частоты и выделение данных, соответствующих излучению станции подсвета с мало изменяющимися азимутом α и доплеровским смещением частоты δf от данных об излучении, рассеянного движущимися объектами.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ И МОДЕЛИРОВАНИЯ

В данной работе представлен пример регистрации и измерения характеристик рассеянных от движущегося объекта сигналов широковещательной станции China Radio International Kashi-Saibagh (392152N; 0754258E) в сеансе от 20.12.2022 в 08:16 UT на частоте 17650 МГц. Дальность и азимут передатчика, отсчитываемые от пункта приёма, равны 3017.5 км и 93.5° соответственно.

На рисунке 1 чёрной штриховой линией показана интерполированная зависимость азимута рассеянного излучения от времени. Измеренные с помощью пеленгатора значения обозначены звёздами. Как видно из рисунка, азимут в течение 90 с изменяется в пределах от 42.5° до 5.8°, что соответствует движению объекта с северо-востока на северо-запад относительно пункта приёма.

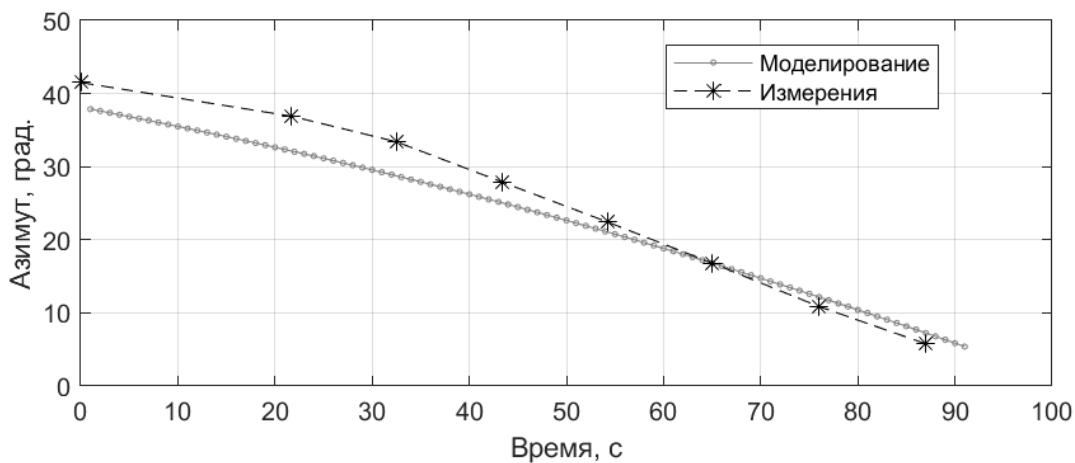


Рис. 1. Зависимость азимута рассеянного КВ-излучения от времени

Зависимость доплеровского смещения частоты δf рассеянного излучения от времени относительно несущей частоты станции подсвета изображена на рисунке 2 серой штриховой линией. Полученная величина в процессе движения объекта изменяется от -3.4 Гц до -7.6 Гц.

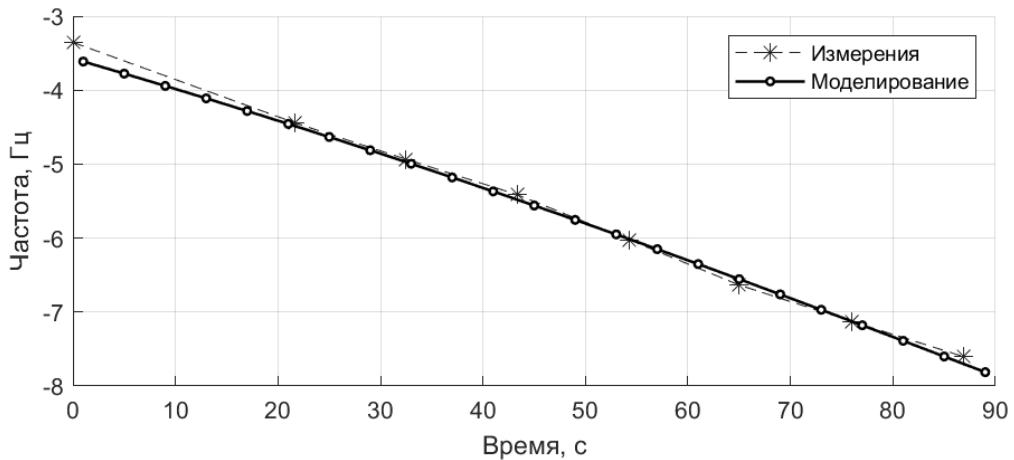


Рис. 2. Зависимость доплеровского смещения частоты рассеянного объектом КВ-излучения от времени

На рисунке 3 серой штриховой линией показана зависимость от времени амплитуды рассеянного излучения E , относительно амплитуды прямой волны. Она изменяется нелинейно вследствие вариаций ЭПР движущегося объекта за время наблюдения и лежит в диапазоне от -107 до -98 дБ.

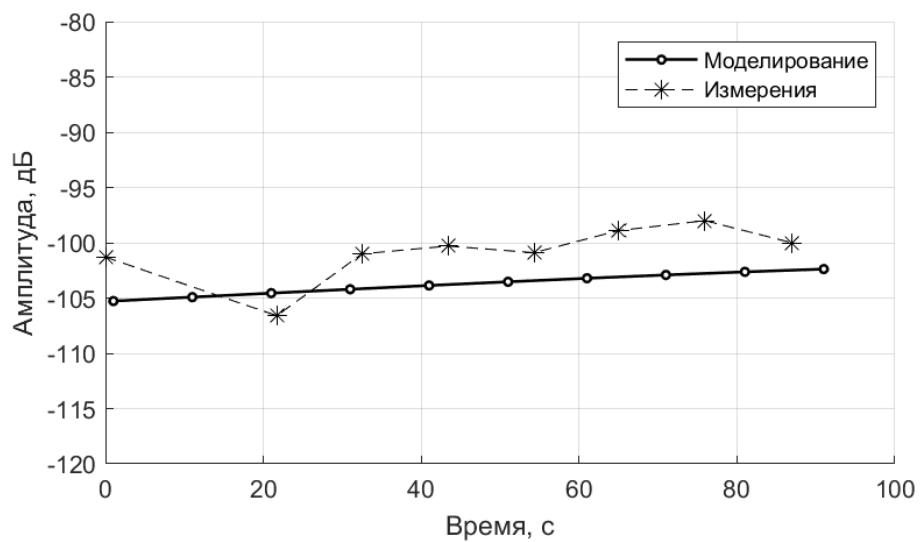


Рис. 3. Зависимость амплитуды рассеянного КВ-излучения от времени относительно волны подсвета.

Оценка параметров движущегося объекта проводилась на основе имитационной модели рассеяния волн от движущихся в атмосфере Земли объектов. При этом волна подсвета распространяется в ионосфере на дистанции передатчик – приемник многоскаковой модой. Для конкретного анализируемого сеанса такой модой по данным пеленгования и однопозиционного местоопределения является трехскаковая мода ЗФ. Геометрия модели, учитывающая сферичность поверхности Земли, представлена на рисунке 4. Жирной линией показана траектория прямой волны, отражающейся от ионосферного зеркала на действующей высоте h_i , соответствующей действующей высоте отражения на частоте передатчика на трассе Kashi-Saibagh – Приёмная станция. Высота h_i была получена по результатам измерения угла места прямой волны подсвета, зарегистрированной пеленгатором. Тонкой линией изображена траектория волны, которая рассеивается движущимся объектом.

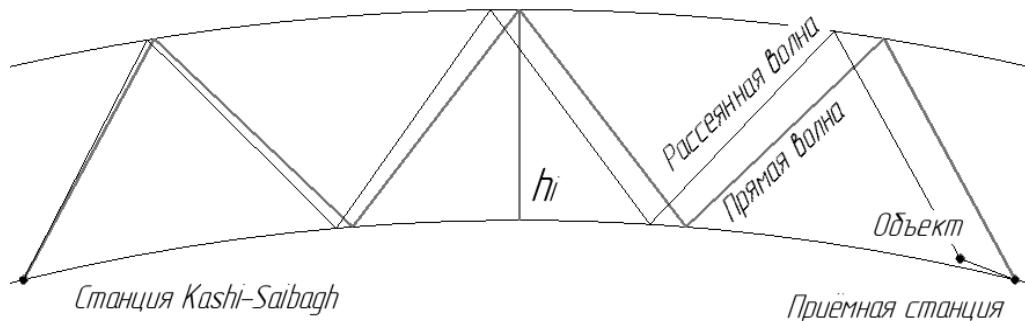


Рис. 4. Модель пассивной когерентной радиолокации объекта, при подсвечивании объекта волной моды 3F.

При заданной геометрии процесса рассеивания волн подсвета варьировались ЭПР объекта, его начальные координаты, модуль и направление скорости и ускорения. На основе этих вариаций путем минимизации среднеквадратичного отклонения измеренных и модельных величин, вычислялись характеристики рассеиваемого объектом излучения: доплеровское смещение частоты, относительная амплитуда, направление на объект.

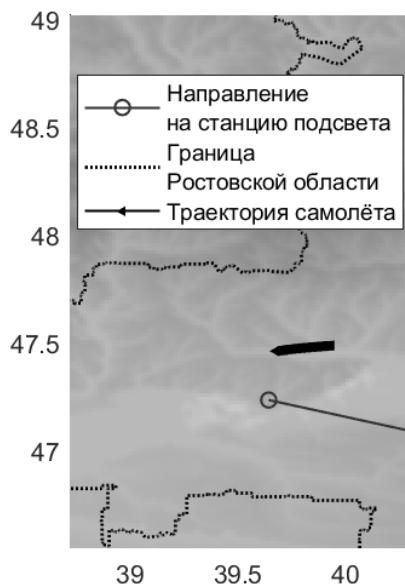


Рис. 5. Результаты пространственного позиционирования объекта на основе имитационного моделирования процесса рассеяния: кружок – расположение радиопеленгатора; сплошная линия – направление на станцию подсвета из точки приёма; клиновидная линия – моделируемая траектория объекта

Полученные в результате моделирования характеристики рассеянного излучения обозначены на рисунках 1-3 кружками, соединёнными непрерывной линией. Этим характеристикам соответствует траектория объекта, представленная на рисунке 4 клиновидной линией. В начальный момент времени объект движется со скоростью 220 м/с на запад (курс 267°) на расстоянии ~57 км к северо-востоку от радиопеленгатора, на высоте 8 км. Полученные для данной траектории зависимости доплеровского смещения частоты, амплитуды и угловых координат объекта показывают достаточно хорошее совпадение с измеренными значениями.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Многоканальный широкоапертурный КВ радиопеленгатор, работающий в режиме доплеровского разделения лучей, применен для решения задач пассивной когерентной радиолокации при подсвете движущегося в атмосфере Земли объекта сигналами широковещательной станции, удаленной на расстояние около 3000 км. В результате удается решать задачу обнаружения объекта, прямой оценки характеристик, рассеянного от него поля: углов прихода рассеянного излучения в горизонтальной и вертикальной плоскостях, доплеровского смещения частоты, относительной амплитуды.

Разработана упрощенная модель процесса рассеяния на движущемся объекте КВ-сигналов широковещательных станций, распространяющихся одно-, двух- или трехскаковыми модами. Показано, что конкретная мода, подсвечивающая объект, может быть установлена по результатам пеленгования прямого подсвечивающего сигнала и моделирования задачи однопозиционного местоопределения передатчика.

Установлено, что решение многопараметрической задачи по методу наименьших квадратов при отслеживании характеристик рассеянного сигнала в процессе движения объекта в атмосфере Земли, позволяет согласовать измеренные значения углов прихода, доплеровского смещения частоты, амплитуды рассеянного поля с вычисленными по разработанной модели. Показано, что на основе развитого подхода можно получить оценки пространственного положения движущегося объекта в различные моменты времени: географические координаты, высоту полета, а по пространственной траектории – полного вектора скорости и ускорения.

Эксперименты показали, что с использованием радиопеленгатора с 8 антенными элементами, размещенного на площадке 40x40 м в условиях городской застройки, удается обнаруживать и сопровождать объект на расстоянии около 60 км.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бархатов А. В., Веремьев В. И. Воробьев Е. Н., Коновалов А. А., Ковалев Д. А., Кутузов В. М., Михайлов В. Н. Пассивная когерентная радиолокация. СПб.:Изв-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2016. – 163 с.
2. Martorella M. and Giusti E. Theoretical foundation of passive bistatic ISAR imaging// IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, July 2014. V.50, N.3, Pp. 1647-1659.
3. Kulpa K., Malanowski M., Samczyński P., and Dawidowicz B., The concept of airborne passive radar// Microwave, Radar and Remote Sensing Symposium, Kiev, Ukraine, 2011. Pp. 267-270.
4. Ткачев Г.Н., Готовчиц И.В., Крылов Б.Н. Результаты исследований по проблеме полуактивной радиолокации в диапазоне коротких волн// Доклады IV Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь» –ИРЭ РАН, 29- ноября – 3 декабря 2010., Москва. Издание JRE ИРЭ им. В.А.Котельникова РАН, Москва 2010. – С.264-268.
5. Пархоменко Н.Г., Вертоградов Г.Г., Яровой И.А., Шевченко В.Н. Особенности рассеяния декаметровых радиоволн при пассивной радиолокации воздушных объектов с использованием постороннего подсвета// Электромагнитные волны и электронные системы, 2011, Т.16, №5. – С.73-76.
6. Вертоградов Г.Г., Нестеров В.Ю. Решение задачи пассивной когерентной радиолокации по результатам одноканальных измерений характеристик рассеянного КВ-излучения// Техника радиосвязи, 2022, № 4 (55). – С. 7-15.
7. Шевченко В. Н., Емельянов Г. С., Вертоградов Г. Г. Способ обнаружения и определения двухмерного пеленга и частоты источников радиоизлучения. №2190236 РФ 7G01S 5/0, заявл. 13.09.2000, опубл. 27.09.2002.

8. Вертоградов Г. Г., Урядов В. П., Чайка Е. Г., Валов В. А., Выборнов Ф. И., Першин А. В., Стародубровский А. С. Однопозиционное определение местоположения источников радиоизлучения в декаметровом диапазоне с помощью широкоапertureного пеленгатора- дальномера и ЛЧМ-ионозонда- радиопеленгатора//Известия высших учебных заведений. Радиофизика, 2017, Т. 60, № 12. – С. 1072-1092.
9. Вертоградов Г.Г., Вертоградов В.Г., Чайка Е.Г. Экспериментальная оценка точности однопозиционного местоопределения источников радиоизлучения в КВ диапазоне// В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции, посвященной 160-летию со дня рождения А.С. Попова. 2019, Т 5. С. – 116-133.

REFERENCES

1. Barkhatov, A. V., Veremyev, V. I., Vorobyev, E. N., Konovalov, A. A., Kovalev, D. A., Kutuzov, V. M., Mikhailov, V. N. Passive coherent radar. St. Petersburg: Izv-in SPbGETU "LETI". 2016. – 163 p.
2. Martorella, M. and Giusti, E. Theoretical foundation of passive bistatic ISAR imaging// IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, July 2014. V.50, N.3, Pp. 1647-1659.
3. Kulpa, K., Malanowski, M., Samczyński, P., and Dawidowicz, B. The concept of airborne passive radar// Microwave, Radar and Remote Sensing Symposium, Kiev, Ukraine, 2011. Pp. 267-270.
4. Tkachev, G. N., Gotovchits, I. V., Krylov, B. N. Results of research on the problem of semi-active radar in the short wave range // Reports of the IV All-Russian Conference "Radiolocation and Radio Communication" – IRE RAS, November 29 - December 3, 2010., Moscow. Edition JRE IRE them. V.A. Kotelnikov RAS, Moscow 2010. - Pp. 264-268.
5. Parkhomenko, N. G., Vertogradov, G. G., Yarovoy, I. A., Shevchenko, V. N. Peculiarities of scattering of decameter radio waves during passive radar of air objects using extraneous illumination// Electromagnetic waves and electronic systems, 2011, V.16, No. 5. – Pp. 73-76.
6. Vertogradov G. G., Nesterov, V. Yu. Solving the problem of passive coherent radar based on the results of single-channel measurements of the characteristics of scattered HF radiation// Radio Communication Technology, 2022, No. 4 (55). – Pp. 7-15.
7. Shevchenko, V. N., Emelyanov, G. S., Vertogradov, G. G. The method of detecting and determining the two-dimensional bearing and frequency of radio sources. №2190236 RF 7G01S 5/0, Appl. 13.09.2000, publ. September 27, 2002.
8. Vertogradov, G. G., Chaika, E. G., Uryadov, V. P., Vybornov, F. I., Pershin, A. V., Valov, V. A., Starodubrovsky, A. S. Single-station location of radio emission sources in the decameter wavelength range using a wide-aperture direction finder and a chirp ionosonde–radio direction finder// Radiophysics and Quantum Electronics, 2018. V.60, No.12. – Pp. 960-977.
9. Vertogradov, G. G., Vertogradov, V. G., Chaika, E. G. Experimental evaluating the accuracy of single-station location for mid-latitude HF paths// Radar, navigation, communication. Proceedings of the XXV International Scientific and Technical Conference dedicated to the 160th anniversary of the birth of A.S. Popov. 2019, V. 5. – Pp. 116-133.

ОЦЕНКА СТЕПЕНИ ЗАТУХАНИЯ РАДИОВОЛН САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ПРИ ТРОПОСФЕРНОМ РАСПРОСТРАНЕНИИ ДЛЯ ЗАДАЧ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

Ю. Б. Нечаев¹, И. В. Пешков², Д. Н. Борисов¹

¹Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

²Елецкий государственный университет (ЕГУ), Елец, Россия

Аннотация. В данной статье рассматривается моделирование распространения электромагнитного поля в тропосферном волноводе. В работе используется аппарат параболических уравнений для оценки затуханий в различных ситуациях. Известно, что показатели преломления могут претерпевать значительные отклонения в зависимости от многих факторов. Таким образом, наблюдаются условия, когда электромагнитное излучение распространяется вдоль т.н. тропосферного волновода, отражаясь от верхних и нижних его границ. Поэтому появляется возможность передачи сообщений на несколько десятков километров в диапазоне сантиметровых волн. В частности, исследуется излучение на частоте 5 ГГц для трёх случаев распространения.

Ключевые слова: тропосфера; УКВ; параболическое уравнение; показатель преломления; преобразование Фурье.

ESTIMATION OF THE DEGREE OF FADEENING OF CENTIMETER RADIO WAVES DURING TROPOSPHERIC PROPAGATION (TROPOSPHERIC WAVEGUIDE) FOR TELECOMMUNICATION PROBLEMS

Yu. B. Nechaev¹, I. W. Peshkov², D. N. Borisov¹

¹ Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

²Yelets State University after I.A.Bunin (YelSU), Yelets, Russia

Abstract. This article discusses the simulation of electromagnetic propagation in a tropospheric waveguide. The paper uses the apparatus of parabolic equations for estimating attenuation to estimate attenuation in various situations. It is known that the refractive indices can undergo significant deviations depending on many factors. Thus, a situation is observed when electromagnetic radiation propagates along the so-called. tropospheric waveguide, reflected from its upper and lower boundaries. Therefore, it becomes possible to transmit messages over several tens of kilometers in the centimeter wave range. In particular, radiation at a frequency of 5 GHz is studied for three cases of propagation.

Keywords: troposphere; VHF; parabolic equation; refractive index; Fourier transform.

1. ВВЕДЕНИЕ

Излучение любой телекоммуникационной системой не распространяется через атмосферу по прямым линиям, а обычно так или иначе изогнуто к поверхности Земли из-за атмосферной рефракции. Рефракция вызывается (постепенным или скачкообразным) уменьшением действительной части показателя преломления воздуха от значений 0,1 у поверхности до 1 в космическом пространстве.

Для оценки затуханий в тропосферных слоях микроволновых радиосигналов используется параболическое уравнение (ПУ). Таким образом, в работе производилась оценка затухания радиоволн сантиметрового диапазона на частоте 5 ГГц при тропосферном распространении.

2. ПОКАЗАТЕЛЬ ПРЕЛОМЛЕНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ

Действительная часть показателя преломления может быть выражена как функция атмосферного давления, влажности и температуры воздуха [1]. Формула показателя является полуэмпирической и записывается как [2]:

$$n = 1 + 77.6 \times 10^{-6} \frac{P}{T} + 0.373 \frac{e}{T^2} \quad (1)$$

где P - атмосферное давление в миллибарах, T - температура в градусах Кельвина и e — давление водяного пара в миллибарах. Уравнение (1) известно как формула Дебая, и было показано, что оно обладает точностью $\pm 0.5\%$ [3]. Показатель преломления n редко превышает 1,0004 на поверхности и целесообразно ввести так называемую радиорефракцию N , определяемую как:

$$N = (n - 1) \times 10^6 \quad (2)$$

Распространение радиоволн больше зависит от градиентов рефракции, чем от самого значения N [2]. Как правило, заметные градиенты рефракции в горизонтальном направлении возникают в гораздо больших масштабах (десятки метров - десятки километров), чем в вертикальном (десятки метров - сотни метров). Поэтому часто предполагается, что атмосфера имеет горизонтальную стратификацию, и в дальнейшем рассматривается только высотная зависимость рефракции и пренебрегают любыми горизонтальными вариациями.

Таким же образом, чтобы включить кривизну Земли, определяется модифицированная рефракция M из модифицированного показателя преломления [10]:

$$M = (m - 1) \times 10^6 = 10^6 \times \left(n - 1 + \frac{z}{a_e} \right) = N + 10^6 \times \frac{z}{a_e} \quad (3)$$

здесь a_e - радиус земли.

Наземные и приподнятые воздуховоды моделируются трехлинейной кривой, как на рис. 1. Случай на рис. 1а иллюстрирует структуру, связанную с простым поверхностным каналом. Здесь волновод простирается от локального минимума к поверхности, а слой захвата, где $dM/dh < 0$ M -единиц/км, тянется по всему воздуховоду.

На рис. 1б речь идет о поверхностном S-образном канале, который доходит до поверхности, а слой захвата – нет, поскольку $dM/dh > 0$ возле поверхности. В этих двух случаях глубина канала представляет собой разницу высот между землей и верхней частью канала, где достигается минимум измененного профиля рефракции. На рис. 1в приведены общие условия для приподнятого канала, когда значение M на поверхности меньше, чем в верхней части канала, и поэтому канал не может достигать поверхности.

Как упоминалось выше, воздуховод является результатом сильных вертикальных изменений показателя преломления атмосферы между воздушными массами различной температуры и влажности, особенно на низких уровнях атмосферы. Таким образом, тропосферный волновод позволяет электромагнитной энергии распространяться на большие расстояния, обеспечивая загоризонтную дальностью радиосвязь.

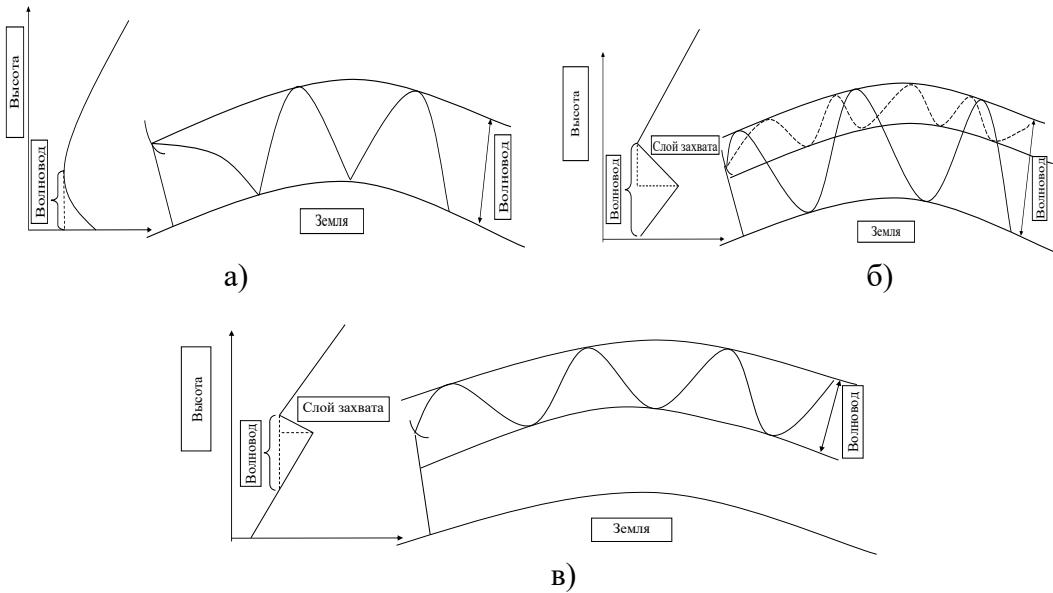


Рис. 1. *M*-профили для различных типов проводимости: а) простой поверхностный (приземный) волновод, б) поверхностный волновод, г) приподнятый волновод.

3. МЕТОДЫ ПАРАБОЛИЧЕСКОГО УРАВНЕНИЯ

Параболическое уравнение для задач тропосферного распространения впервые было введено Леоновичем и Фоком в 1946 г. [4] и с тех пор постепенно совершенствовалось.

Из уравнения Гельмгольца компонент поля (электрическое или магнитное) ϕ удовлетворяет:

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial z^2} + k^2 n^2 \phi = 0 \quad (4)$$

где k - волновое число свободного пространства, а ϕ - либо E_y , либо H_y для горизонтальной и вертикальной поляризации соответственно. Введём так называемую редуцированную функцию $u(x, z)$:

$$u(x, z) = e^{-kx} \phi(x, z) \quad (5)$$

Смысл выполнения этой замены и решения для $u(x, z)$ вместо $\phi(x, z)$ заключается в том, что $u(x, z)$ теперь будет медленно меняться в зависимости от направления распространения. С этой заменой скалярное волновое уравнение (4) принимает вид:

$$\left\{ \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + 2ik \frac{\partial}{\partial x} + k^2 [n^2 - 1] \right\} u(x, z) = 0 \quad (6)$$

Это уравнение по-прежнему классифицируется как эллиптическое, а не как параболическое. Принято вводить псевдодифференциальный оператор

$$Q = \sqrt{\frac{1}{k^2} \frac{\partial^2}{\partial z^2} + n^2} = \sqrt{1+q}, \quad q = \frac{1}{k^2} \frac{\partial^2}{\partial z^2} + (n(x, z) - 1)$$

и факторизовать уравнение (3).

Благодаря этой замене вывод становится более общим [5]:

$$\left\{ \frac{\partial}{\partial x} + ik(1-Q) \right\} \left\{ \frac{\partial}{\partial x} + ik(1+Q) \right\} u = 0 \quad (7)$$

Теперь, разделив уравнение (7) на одну часть, распространяющуюся вперед (положительное направление x) и одну часть, распространяющуюся в обратном направлении:

$$\frac{\partial u}{\partial x} = -ik(1-Q)u \quad (8)$$

$$\frac{\partial u}{\partial x} = -ik(1+Q)u \quad (9)$$

Одновременное решение как прямой, так и обратной бегущих волн получено в [6] :

$$u(x, z) = Ae^{ikx(Q-1)} \quad (10)$$

Если начальное приведённое поле $u(0, z)$ известно, уравнение (10) просто повторяется с шагом Δx , пока не будет достигнут желаемый диапазон [7]:

$$u(x + \Delta x, z) = e^{ik\Delta x(Q-1)}u(x, z) \quad (11)$$

Для фактического решения уравнения (8) на практике Q необходимо аппроксимировать таким образом, чтобы его можно было решить с помощью стандартных алгоритмов. Затем точность полученного параболического уравнения напрямую связана с формой Q , что будет показано далее.

а. Преобразование Фурье с разделенным шагом

Существуют различные методы решения уравнения (8). Наиболее распространеными методами, встречающимися в существующей литературе, являются методы ПУ с разделенным шагом преобразования Фурье, методы конечных элементов и методы конечных разностей [8]. Рассмотрим метод расщепления Фурье. В качестве первого приближения к оператору Q необходимо разложить его в ряд Тейлора по q и сохранить члены первого порядка [5]:

$$Q = \sqrt{1+q} \approx 1 + \frac{q}{2} = \frac{1}{k^2} \frac{\partial^2}{\partial z^2} + (n^2 - 1) \quad (12)$$

Подстановка этого выражения в уравнение (7) дает:

$$\left\{ \frac{\partial^2}{\partial z^2} + 2ik \frac{\partial}{\partial x} + k^2 [n^2 - 1] \right\} u(x, z) = 0 \quad (13)$$

Теперь, чтобы получить решение уравнения (13), преобразование Фурье применяется к $u(x, z)$ в направлении z , обозначаемом $U(x, p)$:

$$U(x, p) = \int_{-\infty}^{\infty} u(x, z) e^{-ipz} dz \quad (14)$$

Свойство производной преобразования Фурье:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial^2 u(x, z)}{\partial z^2} e^{-ipz} dz = -p^2 U(x, p) \quad (15)$$

при этом преобразованный аналог уравнения (13) принимает вид:

$$\frac{\partial U(x, p)}{\partial x} = \frac{-i}{2k} [p^2 - k^2 (n^2 - 1)] U(x, p) \quad (16)$$

Решение дифференциального уравнения первого порядка (16) можно записать:

$$U(x, p) = e^{\frac{ik(n^2-1)x}{2k}} e^{\frac{-ip^2x}{2k}} \quad (17)$$

Решение требуется в реальном пространстве, таким образом, возвращаясь к области z :

$$u(x, z) = F^{-1}[U(x, p)] \quad (18)$$

здесь F^{-1} - обратное преобразование Фурье. Получим решение преобразования Фурье с разделенным шагом для ПУ, подставив $x \rightarrow x + \Delta x$ в уравнение (18)

$$u(x + \Delta x, z) = e^{\frac{ik\Delta x}{2}(n^2 - 1)} F^{-1} \left[U(x, p) e^{\frac{-ip^2 \Delta x}{2k}} \right] \quad (19)$$

После вычисления напряженности поля согласно (19) необходима оценка степени затухания на трассе, для чего используется коэффициент распространения и потерь. Коэффициент распространения (PF , дБ) определяется как квадрат отношения амплитуды электрического поля в данной точке при определенных условиях к амплитуде электрического поля, полученной в той же точке в условиях свободного распространения. Уравнение (20) дает выражение коэффициента распространения через поле ПУ $u(x, z)$, а также связь с величиной потерь на трассе, PL (PL в дБ):

$$PF = 20 \log |u(x, z)| + 10 \log(r) + 10 \log(\lambda) \quad (20)$$

$$PL = 20 \log \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right) - PF \quad (21)$$

где λ – длина волны и r – дальность.

4. МОДЕЛИРОВАНИЕ

а. Идеализированный поверхностный тропосферный волновод

В данном эксперименте происходит моделирование поверхностного волновода. В соответствии с этим был выбран профили M и N в зависимости от высоты над землей h , как показано на рис. 2а. Антенна передатчика выбрана на высоте 50 м, чтобы сигнал был в полосе захвата. На рис. 2а показан отрицательный наклон по уровню -500 М-ед. км^{-1} от 0 м до 100 м и после этого наклон 250 М-ед. км^{-1} .

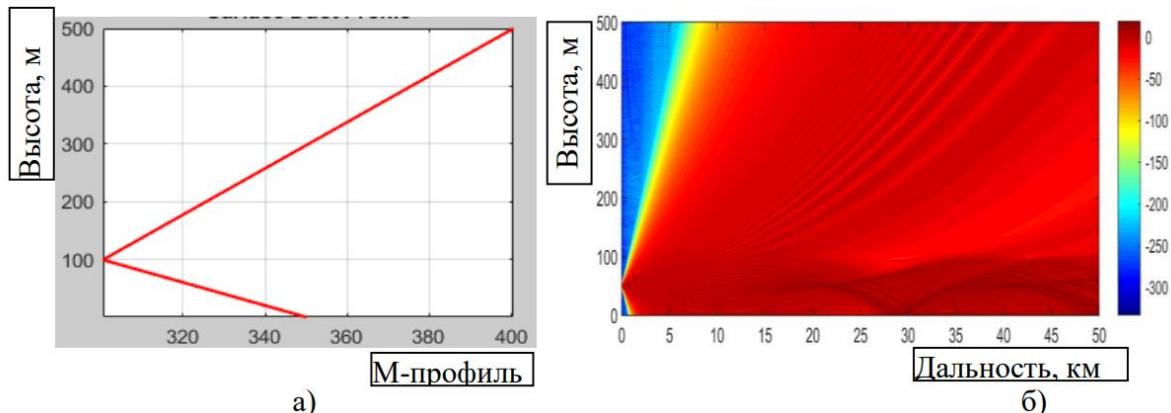


Рис. 2. Графики: а) модифицированный M -профиль и а) коэффициент распространения, дБ, простого поверхностного волновода.

На рис. 2б и 3 показано распределение электромагнитного поля. Вычисление осуществлено согласно аппарату параболического уравнения и численному алгоритму преобразования Фурье. Профиль рефракции соответствует изображенному на рис. 2а. Частота несущей составляет 5 ГГц, в качестве антенны передатчика служит полуволновый диполь.

На приведенном рис. 2б видно, что распределение поля носит неравномерный характер. В пределах первых 100 м по высоте, т.е. границы волновода, очевидно из рис.

За и особенно Зб, что коэффициент распространения (20) имеет самые высокие значения. С другой стороны, потери на распространение (21), как видно из рис. 3б, имеют меньшие значения в сравнении с потерями в условиях свободного распространения.

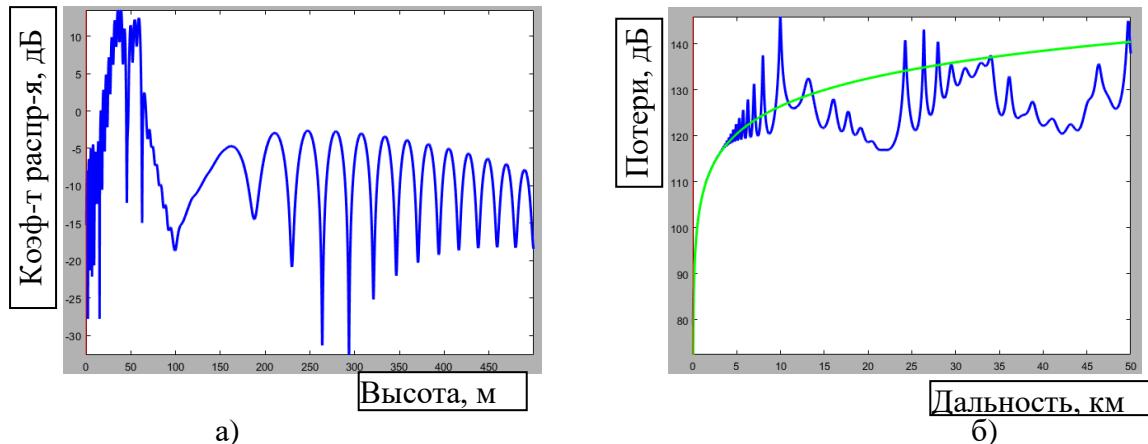


Рис. 3. Свойства распределения поля: а) коэффициент распространения для вертикального среза в точке 25 км, б) потери в горизонтальном срезе по уровню 50 м (синий – в представленной на рис. 2 атмосфере, зелёный – свободном пространстве)

6. Идеализированный тропосферный S-образный волновод

Теперь применим метод ПУ к идеализированной поверхности *S*-образного воздуховода, характеризуемой профилем *M*, показанным на рис. 4а. Профиль *M* начинается с наклона 100 *M*-ед. км^{-1} для самых низких 100 м, а затем изменяется на -1500 *M*-ед. км^{-1} до 150 м, после чего возвращается к 100 *M*-ед. км^{-1} .

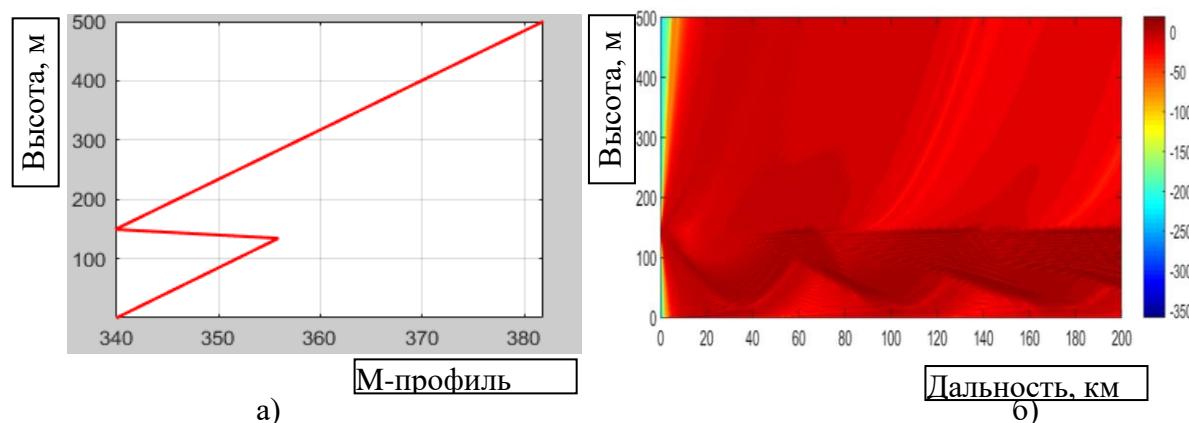


Рис. 4. Графики: а) модифицированный *M*-профиль и а) коэффициент распространения, дБ, поверхностного волновода.

Далее на рис. 5 показано распределение электромагнитного поля.

На рис. 5а представлены графики потерь при распространении волны по уровню 142 м (в пределах тропосферного волновода) и 300 м (выше границы тропосферного волновода). Из данных графиков можно сказать, что оцениваемые потери меньше как расчётных в свободном пространстве, так и волны, распространяющейся вне волновода. Рис. 5б также является подтверждением данного наблюдения. Например, разница в потерях составляет до 40 дБ.

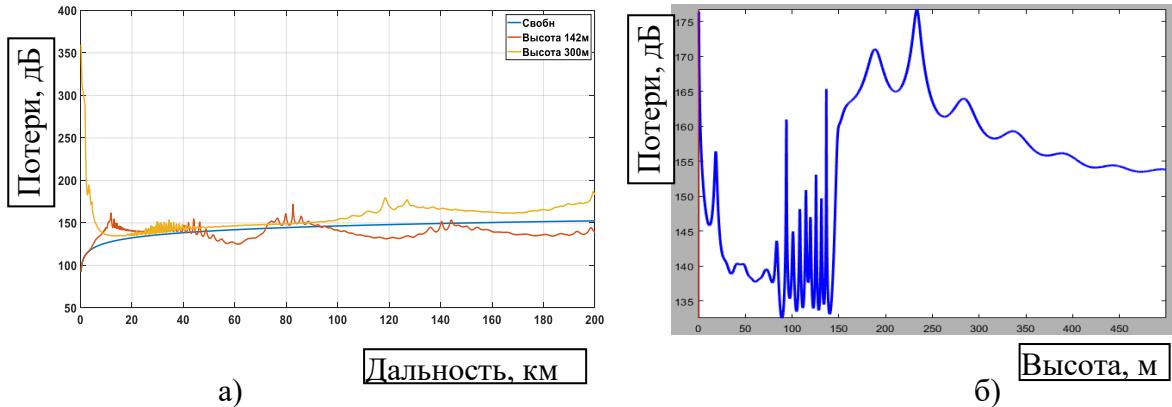


Рис. 5. Свойства распределения поля: а) потери для горизонтального среза в точке 142 м, и 300 м, б) потери для вертикального среза в точке 110 км

в. Идеальный приподнятый волновод

Следующая ситуация представляет собой идеализированный приподнятый волновод. Соответствующий профиль M показан на рис. 6а. Профиль M начинается с наклона $250 M\text{-ед. } \text{км}^{-1}$ для первых 100 м и тогда изменяется до $-1000 M\text{-ед. } \text{км}^{-1}$ вплоть до 150 и, и наконец $300 M\text{-ед. } \text{км}^{-1}$. Высота антенны 125 м в пределах слоя захвата. Результаты проиллюстрированы на рис. 6б и 7, в основном такие же, как и в эксперименте «б», за исключением того, что волновод здесь поднят в воздух и не касается земли.

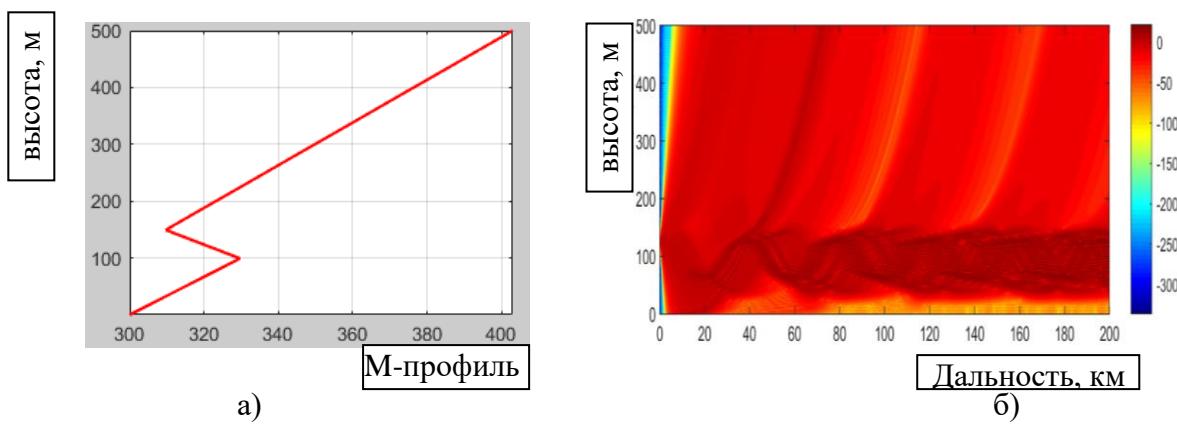


Рис. 6. Модифицированный М-профиль приподнятого волновода.

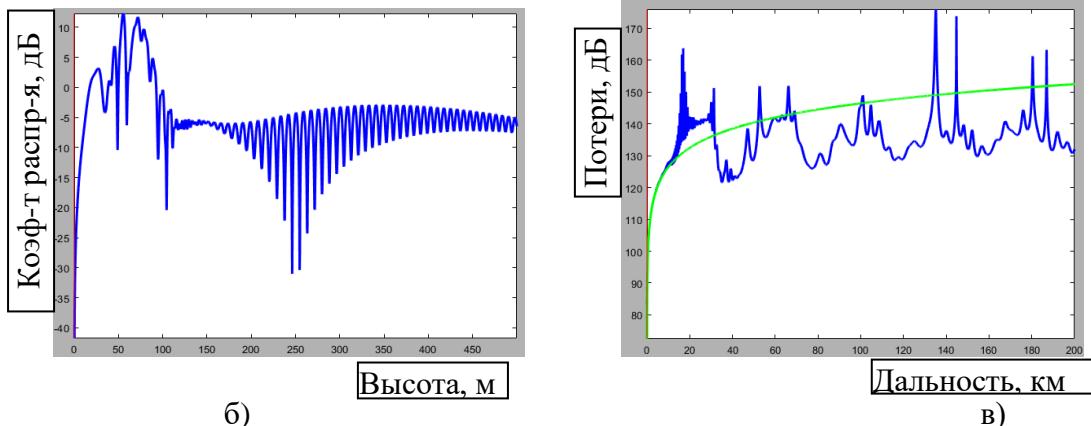


Рис. 7. Свойства распределения поля: а) коэффициент распространения, дБ, б) коэффициент распространения для вертикального среза в точке 25 км, в) потери в горизонтальном срезе по уровню 125 м (синий – в представленной на рис. 6а атмосфере, зелёный – свободном пространстве).

Из распределения коэффициента распространения на рис. 6б видно, что волны не достигают поверхности, т.к. высота волновода (рис. 6а) составляет менее 100 м. Из рис. 7а и 7б видно, что потери значительно ниже в пределах приподнятого слоя. Разница между тропосферным и распространением в свободном пространстве составляет ок. 30 дБ.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе обобщён опыт использования аппарата параболических уравнений для оценки потерь при распространении электромагнитных волн сантиметрового диапазона в атмосфере, в частности при возникновении условий появления тропосферного волновода. В данном случае модифицированный *M*-профиль может быть представлен несколькими ситуациями: простой приземный, поверхностный, а также приподнятый. В первых двух случаях, высота волновода позволяла распространяющейся волне достичь поверхности Земли, отразиться от неё и затем снова испытать преломление на верхней границе соответствующего слоя. Третья ситуация позволяет волне распространяться только за счёт преломления. Из представленных результатов можно сделать вывод, что потери волны в пределах тропосферного волновода меньше на 30 дБ в сравнении со свободным распространением. Данная особенность способствует передачи телекоммуникационной широкополосной информации в сантиметровом диапазоне на дальние расстояния.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-21-00125, <https://rscf.ru/project/23-21-00125/>.

ЛИТЕРАТУРА

1. Zeng, Y., Radar Beam Tracing Methods Based on Atmospheric Refractive Index / Zeng, Y., U. Blahak, M. Neuper, and D. Jerger// J. Atmos. Oceanic Technol., 31. – p. 2650–2670, <https://doi.org/10.1175/JTECH-D-13-00152.1>.
2. Справочник по радиометеорологии - ITU, 2014. URL https://www.itu.int/dms_pub/itu-r/opb/hdb/R-HDB-26-2013-OAS-PDF-R.pdf.
3. Hartree, D. R., J. G. L. Michel, and P. Nicolson. Practical methods for the solution of the equations of tropospheric refraction. Meteorological Factors in Radio-Wave Propagation, The Physical Society, - p. 127–168.
4. Leontovich M.A. Solution of propagation of electromagnetic waves along the Earth's surface by the method of parabolic equations/Leontovich M.A., Fok V.A./ Journal of Experimental and Theoretical Physics, Iss. 16, 1946. - pp. 13-23.
5. Levy M. Parabolic equation methods for electromagnetic wave propagation. London, IEE, 2000. - 336 p.
6. Lindquist, T. Wave Propagation Models in the Troposphere for Long-Range UHF/SHF Radio Connections. Master of Science in Engineering Physics. Karlstad University. 2020. - p. 92.
7. Ozgun O. Recursive two-way parabolic equation approach for modeling terrain effects in tropospheric propagation / O. Ozgun // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 57(9), 2009. - p. 2706–2714.
8. Zhang P. Applying the parabolic equation to tropospheric groundwave propagation: A review of recent achievements and significant milestones / P. Zhang, Lu Bai, Z. Wu, L. Guo // IEEE Antennas and Propagation Magazine, 58(3), 2016. - p. 31–44.

REFERENCES

1. Zeng, Y., Radar Beam Tracing Methods Based on Atmospheric Refractive Index / Zeng, Y., U. Blahak, M. Neuper, and D. Jerger// J. Atmos. Oceanic Technol., 31. – p. 2650–2670, <https://doi.org/10.1175/JTECH-D-13-00152.1>.
2. Radiocommunication Bureau. Handbook radiometeorology. Itur, 2014. URL https://www.itu.int/dms_pub/itu-r/opb/hdb/R-HDB-26-2013-OAS-PDF-R.pdf.
3. Hartree, D. R., J. G. L. Michel, and P. Nicolson. Practical methods for the solution of the equations of tropospheric refraction. Meteorological Factors in Radio-Wave Propagation, The Physical Society, 1947. - 127–168 p.
4. Leontovich M.A. Solution of propagation of electromagnetic waves along the Earth's surface by the method of parabolic equations/Leontovich M.A., Fok V.A.// Journal of Experimental and Theoretical Physics, Iss. 16, 1946. - pp. 13-23.
5. Levy M. Parabolic equation methods for electromagnetic wave propagation. London, IEE, 2000. - 336 p.
6. Lindquist, T. Wave Propagation Models in the Troposphere for Long-Range UHF/SHF Radio Connections. Master of Science in Engineering Physics. Karlstad University. 2020. - p. 92
7. Ozgun O. Recursive two-way parabolic equation approach for modeling terrain effects in tropospheric propagation / O. Ozgun // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 57(9), 2009. - p. 2706–2714.
8. Zhang P. Applying the parabolic equation to tropospheric groundwave propagation: A review of recent achievements and significant milestones / P. Zhang, Lu Bai, Z. Wu, L. Guo // IEEE Antennas and Propagation Magazine, 58(3), 2016. - p. 31–44.

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ПРИ ПРОГНОЗИРОВАНИИ ИОНОСФЕРЫ

А. А. Васенина^{1, 2}, К. А. Сидоренко²

¹Акционерное общество «Омский научно-исследовательский институт приборостроения» (АО «ОНИИП»), Омск, Россия

²Институт радиофизики и физической электроники ОНЦ СО РАН (ИРФЭ ОНЦ СО РАН), Омск, Россия

Аннотация. В работе представлен подход по использованию искусственных нейронных сетей в рамках моделирования критической частоты слоя F2 ионосферы. Проанализированы результаты моделирования, полученные на основе измерений вертикального зондирования из базы данных DIDBase. Выявлены условия более эффективного применения полученных результатов.

Ключевые слова: ионосферное моделирование; вертикальное зондирование; искусственные нейронные сети.

EVALUATION OF THE EFFECTIVENESS OF ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS IN IONOSPHERE FORECASTING

A. A. Vasenina^{1, 2}, K. A. Sidorenko²

¹Omsk Scientific-Research Institute of Instrument Engineering (JSC ONIIP), Omsk, Russia

² Institute of Radiophysics and Physical Electronics Omsk Scientific Center SB RAS (IRPE OSC SB RAS), Omsk, Russia

Abstract. The paper presents an approach to the use of artificial neural networks in the framework of modeling the critical frequency of the F2 layer of the ionosphere. The simulation results obtained on the basis of vertical sensing measurements from the DIDBase are analyzed. The conditions for more effective application of the obtained results are determined.

Keywords: ionospheric modeling; vertical sounding; artificial neural networks.

1. ВВЕДЕНИЕ

Качество коротковолновой связи сильно зависит от точности предсказания состояния ионосферы. При этом на изменения ионосферных параметров оказывают влияние время суток и сезон, географическое положение, солнечная и геомагнитная активности. На сегодняшний день по-прежнему остается актуальной задача повышения точности и эффективности существующих ионосферных моделей. Широко используемые эмпирические модели (IRI и NeQuick) при расчете основных параметров опираются на набор числовых коэффициентов, рекомендованных Сектором Радиосвязи Международного Телекоммуникационного Союза (ITU-R) [1, 2]. Коэффициенты были рассчитаны на базе данных измерений наземных ионосферных станций в период с 1954 по 1958 гг. Была предложена и реализована методика пересчета эмпирических коэффициентов с использованием искусственной нейронной сети [3, 4] и актуальной базы данных измерений станций вертикального зондирования. В данной работе проводится оценка эффективности предложенной методики в зависимости от географического положения.

2. БАЗА ДАННЫХ ВЕРТИКАЛЬНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ИОНОСФЕРЫ

Для обучения, валидации и тестирования искусственной нейронной сети использовалась база данных цифровых ионограмм DIDBase (Digital Ionogram Database). В DIDBase (на сайте <https://giro.uml.edu/didbase/>) содержатся измерения 125 станций вертикального зондирования за период с 1987 года по настоящее время.

В рамках проводимых исследований рассматривался период двух последних полных 11-летних циклов солнечной активности: 23-го (с 1997 по 2008 гг.) и 24-го (с 2009 по 2019 гг.). Для наглядности на рисунке 1 представлен график изменения среднегодовых значений уровня солнечной активности на примере индекса F10.7 для выбранного периода времени. По измерениям 23-го цикла солнечной активности проводилось обучение и тестирование нейронной сети, а по измерениям 24-го – процесс валидации.

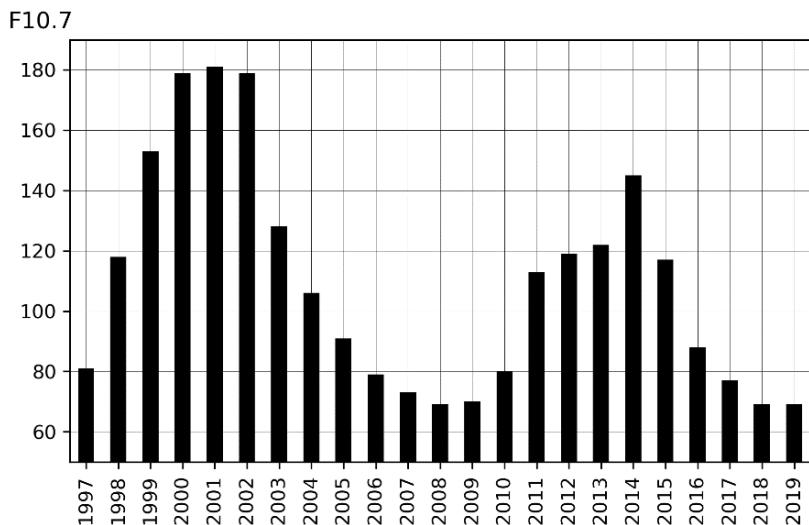


Рис. 1. Среднегодовые значения уровня солнечной активности

Для обработки цифровых ионограмм в DIDBase используется программа Artist-5, в которой для исключения ошибки чтения введен параметр оценки достоверности (Confidence Score - CS). CS используется для исключения записей, которые могут быть неточными, либо из-за недостаточного качества ионограмм либо из-за ошибок в их автоматической интерпретации.

В таблице 1 представлена информация по ионозондам, которые рассматривались для обучающей выборки и работали в течении календарного года с параметром оценки достоверности CS>80. В последних колонках выделены станции, которые работали стablyно, т.е. ионограммы записывались каждый день, а не эпизодически.

Таблица 1. Информация об ионозондах в период 23-го солнечного цикла

№ п/п	Год	Станции зондирования, работавшие в указанный год		Станции зондирования, стабильно работавшие в указанный год	
		Количество станций	Количество измерений	Количество станций	Количество измерений
1	1997	7	20 540	1	9 064
2	1998	10	168 391	8	152 571
3	1999	12	180 554	8	159 990
4	2000	20	214 107	8	151 948

№ п/п	Год	Станции зондирования, работавшие в указанный год		Станции зондирования, стабильно работавшие в указанный год	
		Количество станций	Количество измерений	Количество станций	Количество измерений
5	2001	21	271 150	10	209 025
6	2002	30	330 278	12	254 142
7	2003	34	341 899	13	251 556
8	2004	43	793 299	33	738 488
9	2005	39	753 488	30	713 535
10	2006	38	882 110	37	875 472
11	2007	38	779 743	33	750 073
12	2008	36	664 307	30	634 530

Учитывая малый объем данных от станций наземного зондирования в первые годы 23-го цикла солнечной активности, а также особенности двух последних циклов солнечной активности в целом, для обучения и тестирования искусственной нейронной сети были выбраны измерения ионозондов, которые работали стабильно в период с 2002 по 2008 гг. Объем выборки составил более четырех миллионов измерений. На рисунке 2 отображено географическое расположение выбранных станций.

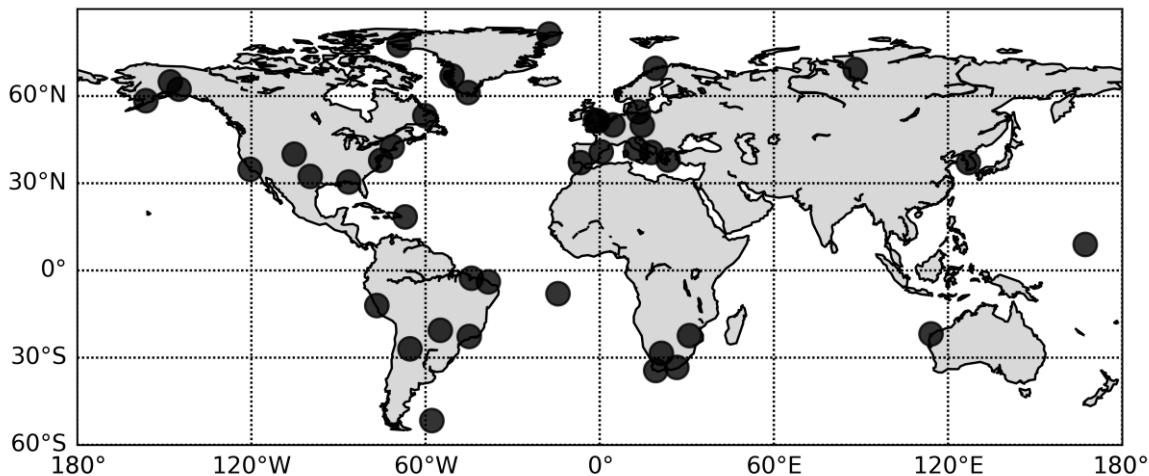


Рис. 2. Расположение станций зондирования, используемых для обучения и тестирования нейронной сети

Для процесса валидации искусственной нейронной сети использовались измерения ионозондов за период времени с 2009 по 2019 гг. (24-ый цикл солнечной активности) с параметром оценки достоверности $CS>80$. Объем выборки составил более семи миллионов измерений.

3. АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ

В рамках проводимых исследований кроме формирования базы данных реальных измерений критической частоты слоя F2 ($f0F2$) было проведено ее прогнозирование с использованием числовых коэффициентов рекомендованных ITU-R [1, 2] и числовых коэффициентов, откорректированных с применением искусственных нейронных сетей [3, 4]. В дальнейшем спрогнозированные значения $f0F2$ по рекомендациям

Международного Телекоммуникационного Союза будем обозначать f0F2_CCIR, а результат, полученный с использованием искусственных нейронных сетей – f0F2_ANN. Для количественной оценки точности прогнозирования используется значение среднеквадратичной ошибки (СКО).

Результаты прогнозирования критической частоты слоя F2 в зависимости от года представлены в таблице 2. Среднее улучшение точности прогнозирования составило около 3,9%, но среднегодовые значения варьировались от 1% до 9%. При сопоставлении данных таблицы 2 с графиком рисунка 1 можно сделать вывод, что наименьший выигрыш предложенной методики характерен для периода с высоким среднегодовым уровнем солнечной активности 11-летнего цикла.

Таблица 2. Зависимость точности моделирования f0F2 от года

№ п/п	Год	СКО f0F2_CCIR, МГц	СКО f0F2_ANN, МГц	Увеличение точности, %
1	2009	0,89	0,81	9,0
2	2010	0,88	0,83	6,7
3	2011	1,10	1,06	3,1
4	2012	1,12	1,10	2,3
5	2013	1,11	1,08	2,7
6	2014	1,25	1,23	1,2
7	2015	1,08	1,08	0,0
8	2016	0,87	0,83	5,3
9	2017	0,87	0,81	6,4
10	2018	0,81	0,75	8,2
11	2019	0,88	0,81	7,6

Ионосферу по доминирующим физическим процессам можно условно разбить на полярную ($|\phi| > 60^\circ$), среднеширотную ($30^\circ < |\phi| < 60^\circ$) и экваториальную ($|\phi| < 30^\circ$), где ϕ - геомагнитная широта. В таблице 3 представлены данные по оценки эффективности прогнозирования f0F2 в зависимости от географического положения.

Таблица 3. Зависимость точности моделирования f0F2 от года и географического положения

Год	Полярная ионосфера			Среднеширотная ионосфера			Экваториальная ионосфера		
	СКО f0F2_CCIR, МГц	СКО f0F2_ANN, МГц	Увеличение точности, %	СКО f0F2_CCIR, МГц	СКО f0F2_ANN, МГц	Увеличение точности, %	СКО f0F2_CCIR, МГц	СКО f0F2_ANN, МГц	Увеличение точности, %
2009	0,63	0,56	11,6	0,68	0,60	11,9	1,34	1,25	7,0
2010	0,74	0,67	8,6	0,71	0,66	7,1	1,26	1,19	5,8
2011	1,02	0,95	6,5	0,92	0,93	-1,6	1,53	1,43	6,6
2012	0,97	0,96	1,0	1,02	1,01	0,9	1,61	1,52	5,8
2013	1,10	1,05	4,4	1,01	0,98	2,6	1,43	1,40	2,4
2014	1,21	1,17	2,8	1,18	1,18	0,0	1,51	1,44	5,2
2015	0,90	0,90	0,0	1,02	1,02	0,0	1,27	1,28	-1,1
2016	0,63	0,59	5,7	0,79	0,74	5,9	1,19	1,14	4,2

Год	Полярная ионосфера			Среднеширотная ионосфера			Экваториальная ионосфера		
	СКО f0F2_CCIR, МГц	СКО f0F2_ANN, МГц	Увеличение точности, %	СКО f0F2_CCIR, МГц	СКО f0F2_ANN, МГц	Увеличение точности, %	СКО f0F2_CCIR, МГц	СКО f0F2_ANN, МГц	Увеличение точности, %
2017	0,58	0,55	5,4	0,74	0,69	7,0	1,21	1,14	5,6
2018	0,49	0,48	1,8	0,66	0,60	10,2	1,23	1,16	6,0
2019	0,59	0,57	2,4	0,72	0,62	12,7	1,30	1,27	2,5

На полярную ионосферу пришлось порядка 600 тысяч измерений, что составляет 8% от общей выборки для процесса валидации. При этом среднее улучшение точности прогнозирования составило 5,3%, среднегодовые значения варьировались от 0% до 11,5%.

На среднеширотную ионосферу пришлось порядка 5,5 миллионов измерений, что составляет 71% от общей выборки для процесса валидации. При этом среднее улучшение точности прогнозирования составило 3,3%, среднегодовые значения варьировались от -1,6% до 12,7%.

На экваториальную ионосферу пришлось порядка 1,6 миллиона измерений, что составляет 21% от общей выборки для процесса валидации. При этом среднее улучшение точности прогнозирования составило 4,6%, а среднегодовые значения варьировались от -1,1% до 7,0%.

Для всех трех рассмотренных географических областей характерна более высокая точность прогнозирования в периоды низкого уровня среднегодовых значений солнечной активности.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты экспериментов показали эффективность предложенного в работе метода прогнозирования параметров ионосферы с использованием откорректированных числовых коэффициентов. Наиболее точный прогноз критической частоты слоя F2 ионосферы характерен в спокойные периоды 11-летнего солнечного цикла для всех широт. В период максимума солнечной активности в рамках 11-летнего цикла откорректированные коэффициенты показывают лучший результат для полярных и экваториальных широт. Необходимо проведение дальнейших исследований по выявлению зависимостей точности прогнозирования от формирования обучающей выборки искусственной нейронной сети.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена по государственному заданию Омского научного центра СО РАН (регистрационный номер проекта 122011200349-3).

ЛИТЕРАТУРА

1. Jones W. B. The representation of diurnal and geographic variations of ionospheric data by numerical methods / Jones W. B., Gallet R. M. // ITU Telecommun. J. V. 29, 1962. – Pp. 129 –147.
2. Jones W. B. The representation of diurnal and geographic variations of ionospheric data by numerical methods, 2. Control of instability / Jones W. B., Gallet R. M. // ITU Telecommun. J. V. 32, 1965 – Pp. 18–28.

3. Sidorenko K. A. Improving the ionospheric model accuracy using artificial neural network / Sidorenko K. A., Kondratyev A. N. // Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics, 2020, Vol. 211, 105453, <https://doi.org/10.1016/j.jastp.2020.105453>.
4. Sidorenko K. A. Improving forecasting accuracy the F2-layer peak characteristics using artificial neural network / Sidorenko K. A., Vasenina A.A., Kondratyev A. N. // Advances in Space Research, 2023, Vol. 71/8. – Pp. 3373-3381. [В печати]

REFERENCES

1. Jones W. B. The representation of diurnal and geographic variations of ionospheric data by numerical methods / Jones W. B., Gallet R. M. // ITU Telecommun. J. V. 29, 1962. – Pp. 129 –147.
2. Jones W. B. The representation of diurnal and geographic variations of ionospheric data by numerical methods, 2. Control of instability / Jones W. B., Gallet R. M. // ITU Telecommun. J. V. 32, 1965 – Pp. 18–28.
3. Sidorenko K. A. Improving the ionospheric model accuracy using artificial neural network / Sidorenko K. A., Kondratyev A. N. // Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics, 2020, Vol. 211, 105453, <https://doi.org/10.1016/j.jastp.2020.105453>.
4. Sidorenko K. A. Improving forecasting accuracy the F2-layer peak characteristics using artificial neural network / Sidorenko K. A., Vasenina A.A., Kondratyev A. N. // Advances in Space Research, 2023, Vol. 71/8. – Pp. 3373-3381. [In print]

ПОГЛОЩЕНИЕ СВЧ ЭМИ СИСТЕМОЙ «ПОЛИУРЕТАН-СТЕКЛО-ЦИКЛОГЕКСАН-Н-ГЕКСАН»

С. В. Хатунцев¹, Г. К. Усков², М. Н. Ющев³, К. В. Смусева²

¹ПАО «Ростелеком» (филиал), Воронеж, Российская Федерация

²ВГУ, Воронеж, Российская Федерация

³АО «ВСК», Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. Проведено исследование затухания и фазы электромагнитного излучения в диапазоне рабочих частот от 8 до 12 ГГц систем «полиуретан-стекло» и «полиуретан-стекло-циклогексан-н-гексан». Обнаружены частоты наибольшего поглощения, также характеризуемые нелинейным изменением фазы принимаемого сигнала.

Ключевые слова: электромагнитное излучение, СВЧ, диэлектрическая проницаемость, фаза сигнала, затухание.

ABSORPTION OF MW EMR SYSTEM "POLYURETHANE-GLASS-CYCLOHEXANE-N-HEXANE"

S. V. Hatuncev¹, G. K. Uskov², M. N. Yushchev³, K. V. Smuseva²

¹PJSC Rostelecom, Voronezh, Russian Federation

²VSU, Voronezh, Russian Federation

³JSC VSK, Voronezh, Russian Federation

Abstract. A study of the attenuation and phase of electromagnetic radiation in the operating frequency range from 8 to 12 GHz of the "polyurethane-glass" and "polyurethane-glass-cyclohexane-n-hexane" systems was carried out. The frequencies of the greatest absorption are found, which are also characterized by a nonlinear change in the phase of the received signal.

Keywords: electromagnetic radiation, microwave, permittivity, signal phase, attenuation.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящий момент широкое применение получают различные высокомолекулярные соединения, как: полиэтилен, полипропилен, полиуретан, бутадиен-стирольные каучуки и др. Основными трудностями при синтезе таких соединений в промышленных масштабах остаются мгновенный качественный и количественный анализ всей системы (под системой понимается совокупность реагентов и продуктов химической реакции), а также контроль и управление распределением масс-молекулярной характеристики для достижения необходимых физико-химических свойств вновь синтезируемых высокомолекулярных соединений по причине использования методов, требующих значительного времени на проведение анализов.

В литературе, посвящённой изучению высокомолекулярных соединений, обычно отображают относительную диэлектрическую проницаемость как постоянную на основе ГОСТ 8.623-2015 [1] совместно с тангенсом угла потерь в диэлектрике. Однако, как показывают исследования [2-4], во многих диэлектриках в диапазоне СВЧ наблюдаются частотные зависимости значения тангенса угла потерь и диэлектрической проницаемости.

Целью работы было исследование характеристики затухания и фазы систем «полиуретан-стекло» и «полиуретан-стекло-циклогексан-н-гексан»

2. МЕТОД ИССЛЕДОВАНИЯ

Измерение затухания и фазы гармонического сигнала произведено в диапазоне от 8 до 12 ГГц с шагом 20 МГц на установке, состоящей из двухпортового векторного анализатора цепей Agilent PNA-L N5230C и подключенного к нему прямоугольного волновода типа WR-90 с предварительно выполненной калибровкой.

Методом 3D-печати был изготовлен контейнер из смеси полиуретан-стекло (соотношение по массе 4:1 соответственно) со сторонами 8x18x8 мм и толщиной стенок 1 мм с закручивающейся крышкой из такого же материала.

Для измерения затухания и фазы сигнала стекло-полиуретановый контейнер устанавливали в начале волновода.

Сначала были сняты характеристики пустого стекло-полиуретанового контейнера. Затем в такой же стекло-полиуретановый контейнер был добавлен 0,1 мл 25% раствора н-гексана в циклогексане (растворитель). Параметры этой системы были сняты через 1 мин после загрузки раствора.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

По результатам исследований для каждого случая были получены массивы данных, содержащих коэффициенты прохождения и фазу на различных частотах. Ввиду того, что вблизи частот 10,8 и 11,4 ГГц частотные зависимости S_{12} и S_{21} (а также фазы) имеют одинаковый характер, рассмотрим только параметры, соответствующие прохождению сигнала с порта 1 на порт 2 (рисунок 1).

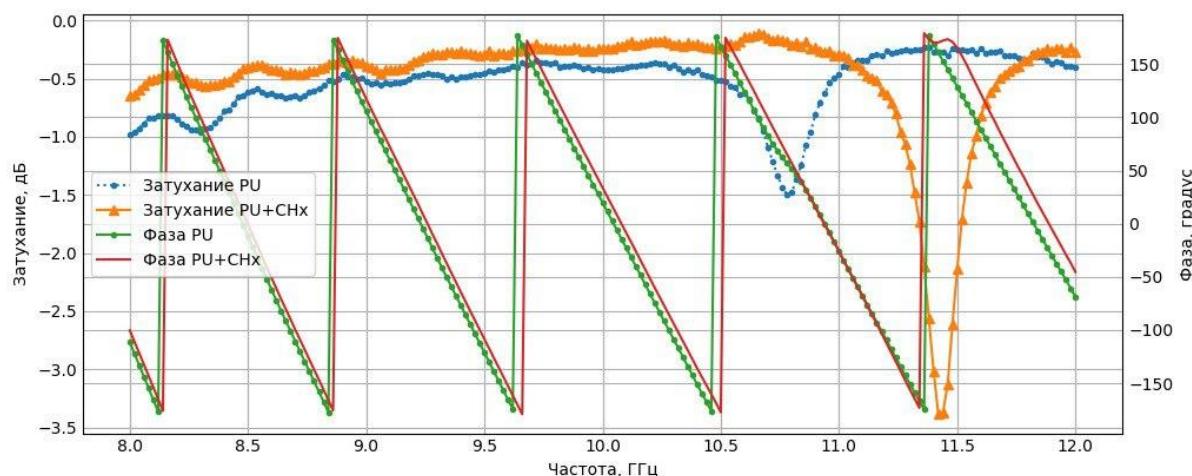


Рис. 1. Изменение и затухание фазы сигнала в диапазоне от 8 до 12 ГГц для контейнера с раствором н-гексана и без него.

Особый интерес представляет затухание сигнала на частотах 10,8 ГГц, равное -1,5 дБ, для случая без растворителя и 11,4 ГГц, равное -3,4 дБ, для случая с растворителем; а также изменение фазы сигнала в интервале 10,7-10,9 ГГц и 11,3-11,5 ГГц с и без растворителя соответственно.

Вблизи частоты 10,8 ГГц выравнивание (приобретение линейного характера) фазы сигнала с 10,7 ГГц до 11,2 ГГц, а на интервале с 10,6-10,7 ГГц наблюдается нелинейное изменение фазы сигнала; также нелинейное изменение фазы сигнала наблюдается в диапазоне 11,3 – 11,5 ГГц при измерении фазы сигнала.

При добавлении раствора н-гептана происходит увеличение частоты наибольшего поглощения на 0,6 ГГц, а также изменение фазы сигнала.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При добавлении раствора н-гептана происходит увеличение частоты наибольшего поглощения на 0,6 ГГц, а также изменение нелинейное изменение фазы сигнала.

Характер изменения фазы сигнала для случая без раствора н-гептана приобретает линейный характер, как видно из рисунка, при увеличении частоты электромагнитного излучения с 10,7 ГГц и до 12 ГГц не изменяет; а в случае при добавлении раствора н-гептана характер изменения фазы сигнала приобретает ярко выраженный нелинейный характер вблизи частоты 11,4 ГГц.

Во обоих случаях изменение фазы сигнала можно интерпретировать изменением диэлектрической и магнитной проницаемостей согласно существующей теории электромагнитного поля. Такие изменения проницаемостей могут быть обусловлены и поляризацией полиуретана как диэлектрика, и релаксационными процессами в нём.

ЛИТЕРАТУРА

1. Государственная система обеспечения единства измерений. Относительная диэлектрическая проницаемость и тангенс угла диэлектрических потерь твердых диэлектриков. Методики измерений в диапазоне сверхвысоких частот. ГОСТ Р 8.623-2015, Москва, 2019. – 30 с.
2. Y. Wang, X. Shang, N. M. Ridler, T. Huang and W. Wu, "Characterization of Dielectric Materials at WR-15 Band (50–75 GHz) Using VNA-Based Technique," in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 69, no. 7, pp. 4930-4939, July 2020, doi: 10.1109/TIM.2019.2954010.
3. J. Sheen, "Microwave Dielectric Properties Measurements Using the Waveguide Reflection Dielectric Resonator," 2007 IEEE Instrumentation & Measurement Technology Conference IMTC 2007, Warsaw, Poland, 2007, pp. 1-4, doi: 10.1109/IMTC.2007.379350.
4. Оценка электрофизических параметров диэлектриков для трехмерной печати / А. М. Бобрешов, К. С. Жевнеров, И. С. Коровченко [и др.] // Радиолокация, навигация, связь : Сборник трудов XXVI Международной научно-технической конференции. В 6-ти томах, Воронеж, 29 сентября – 01 2020 года. Том 5. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2020. – С. 137-143.

REFERENCES

1. State system for ensuring the uniformity of measurements. Relative permittivity and dielectric loss tangent of solid dielectrics. Methods of measurements in the range of ultrahigh frequencies. GOST R 8.623-2015, Moscow, 2019. - 30 p.
2. Y. Wang, X. Shang, N. M. Ridler, T. Huang and W. Wu, "Characterization of Dielectric Materials at WR-15 Band (50–75 GHz) Using VNA-Based Technique," in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 69, no. 7, pp. 4930-4939, July 2020, doi: 10.1109/TIM.2019.2954010.
3. J. Sheen, "Microwave Dielectric Properties Measurements Using the Waveguide Reflection Dielectric Resonator," 2007 IEEE Instrumentation & Measurement Technology Conference IMTC 2007, Warsaw, Poland, 2007, pp. 1-4, doi: 10.1109/IMTC.2007.379350.
4. Estimation of electrophysical parameters of dielectrics for three-dimensional printing / A. M. Bobreshov, K. S. Zhevnerov, I. S. Korovchenko [and others] // Radar, navigation, communication: Proceedings of the XXVI International Scientific and Technical Conference. In 6 volumes, Voronezh, September 29 - 01, 2020. Volume 5. - Voronezh: Voronezh State University, 2020. - P. 137-143.

ПРИМЕНЕНИЕ АНАЛИТИЧЕСКОГО МЕТОДА РАСЧЕТА ИМПУЛЬСНО-ПЕРЕХОДНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДЛЯ АНАЛИЗА ИМПУЛЬСНОГО ПОЛЯ, ИЗЛУЧЕННОГО ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ АПЕРТУРОЙ

А. М. Бобрешов¹, А. А. Кононов¹, Е. А. Серегина¹, К. В. Смусева¹, Г. К. Усков¹, С. П.
Скулкин²

¹Воронежский Государственный Университет (ФГБОУ ВО «ВГУ»), Воронеж, Россия

²Национальный исследовательский университет Высшая школа экономики (НИУ ВШЭ),
Нижний Новгород, Россия

Аннотация. В работе исследуется излучение дельта-образного импульсного сигнала цилиндрической апертурой. Рассматривается применение метода расчёта первообразной импульсной характеристики для данного типа апертурных излучателей. Проведено сравнение результатов численного моделирования с аналитическим расчётом.

Ключевые слова: апертура; апертурный излучатель; импульсная характеристика; первообразная импульсная характеристика; СШП антенны, распространение волн.

APPLICATION OF THE ANALYTICAL METHOD FOR CALCULATING THE PULSE-TRANSIENT CHARACTERISTIC FOR THE ANALYSIS OF THE PULSE FIELD EMITTED BY A CYLINDRICAL APERTURE

A. M. Bobreshov¹, A. A. Kononov¹, E. A. Seregina¹, K. V. Smuseva¹, G. K. Uskov¹, S. P.
Skulkin²,

¹Voronezh State University («VSU»), Voronezh, Russia

²National Research University Higher School of Economics (HSE), Nizhniy Novgorod, Russia

Abstract. In this paper research the radiation of a delta-shaped pulse signal by a cylindrical aperture. The application of the method of calculating the primitive impulse response for this type of aperture radiators is considered. The results of numerical modeling are compared with analytical calculation.

Keywords: aperture; aperture radiator; pulse characteristic; primitive pulse characteristic; UWB antenna, wave propagation.

1. ВВЕДЕНИЕ

Широкий интерес к сверхширокополосным (СШП) системам связи в настоящее время рождает необходимость создания единого универсального математического аппарата, который позволил бы описать процесс излучения и распространения в пространстве сверхкоротких импульсов (СКИ). Поскольку для излучения СШП сигналов в подавляющем большинстве случаев используются апертурные антенны [1], в основу такого математического аппарата должна лечь уже существующая апертурная теория [2]. В работах [3] и [4] представлен метод расчёта первообразной импульсной характеристики, позволяющий аналитически представить поле в любой произвольной точке перед апертурой. В работе [5] рассматривается пример расчёта импульсного поля круглой плоской апертуры.

Основной принцип метода вычисления поля перед апертурой при помощи расчёта первообразной импульсной характеристики заключается в том, что при излучении с

апертуры S_a сигнала $s(t)$ в пространстве возникает поле, которое для произвольной точки наблюдения \vec{r} и любого момента времени t может быть найдено как

$$E(\vec{r}, t) = s'(\vec{r}, t) * h(\vec{r}, t) \equiv \int_{-\infty}^{\infty} s'(\tau) h(\vec{r}, t - \tau) d\tau, \quad (1)$$

где E — рассматриваемая проекция вектора напряжённости электрического поля, h — импульсная характеристика (ИХ) апертуры, расчёт которой и является главной задачей.

Как легко видеть, (1) имеет вид свёртки производной сигнала с h , что эквивалентно свёртке самого сигнала с производной от h в силу правила дифференцирования свёртки. По этой причине интеграл по h корректнее называть первообразной импульсной характеристики (ПИХ) [3]. Традиционный термин «переходная характеристика» здесь применять нежелательно, так как фактически h вычисляется именно как отклик а на дельта-функцию Дирака, а не на «единичную ступеньку»:

$$H(\vec{r}, t) = \frac{1}{2\pi c} \int_{S_a} \frac{q(\vec{r}_a) \cdot \alpha(\vec{r}, \vec{r}_a)}{R} \cdot \delta\left(t - \frac{R}{c}\right) dS_a, \quad (2)$$

где \vec{r}_a — координаты текущей точки при интегрировании по апертуре;

q — функция освещённости апертуры;

α — поляризационный множитель, позволяющий учесть направленные свойства излучателя;

R — расстояние от точки наблюдения до текущей точки на апертуре ($R = \vec{r} - \vec{r}_a$).

Заметим, что расстояние R не обращается в ноль, поскольку точка наблюдения всегда рассматривается как не принадлежащая апертуре, поскольку по условию задачи поле на апертуре уже известно, и вычислять его нет необходимости.

Из-за часто встречающегося наличия скачков в H на практике дифференцируют не её, а сам сигнал.

2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ И ВЫЧИСЛЕНИЕ ПЕРВООБРАЗНОЙ ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ АПЕРТУРЫ

Рассмотрим синфазно излучающую цилиндрическую апертуру радиуса R_c , ориентированную вдоль оси Oz , ограниченную по высоте интервалом $-L \leq z \leq L$. Физически такую излучающую поверхность можно представить в виде биконической антенны, в которой синфазность волнового фронта достигается введением в раскрытие между образующими конусами антенны неоднородной линзовой структуры с изменяющейся диэлектрической проницаемостью. Подробно о конструкции такой системы и физических принципах, лежащих в её основе рассказано в работе [6].

Для удобства дальнейших вычислений запишем уравнение поверхности цилиндра в параметрическом виде:

$$x_a = R_c \cos \varphi_a, \quad y_a = R_c \sin \varphi_a, \quad \varphi_a \in [0; 2\pi], \quad z_a \in [-L; L], \quad (3)$$

а также представим координаты точки наблюдения в аналогичной форме

$$x = \rho \cos \varphi, \quad y = \rho \sin \varphi, \quad \varphi \in [0; 2\pi], \quad z \in (-\infty; +\infty). \quad (4)$$

Таким образом для квадрата расстояния R будет справедливым выражение

$$R^2 = R_c^2 + \rho^2 - 2R_c\rho \cos(\varphi_a - \varphi) + (z_a - z)^2. \quad (5)$$

При вычислении первообразной импульсной характеристики цилиндрического излучателя по формуле (2) мы будем принимать во внимание только ту часть апертуры, которая непосредственно видна из точки наблюдения. Граница этой области является, в сущности, горизонтом на апертуре: направление в точку наблюдения происходит по касательной к поверхности цилиндра, то есть вектор $\vec{r} - \vec{r}_a$ перпендикулярен радиусу цилиндра. Из этого требования получается условие

$$\cos(\varphi_a - \varphi) = \frac{R_c}{\rho}, \quad (6)$$

определенное максимальное отклонение φ_a от φ в пределах видимой части. Наглядное изображение области интегрирования – видимой из точки наблюдения части цилиндрической апертуры приведено на рисунке 1.

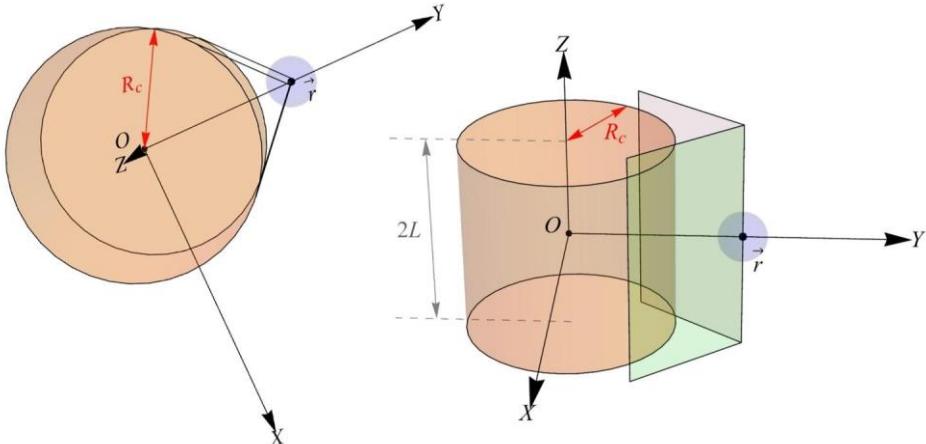


Рис. 1. Цилиндрическая апертура и её видимая из точки наблюдения часть.

Учитывая, что элемент площади поверхности цилиндра в принятой параметризации имеет вид $dS_a = R_c d\varphi_a dz_a$, интеграл (2) для цилиндрической излучающей апертуры можно записать в следующем виде:

$$H(\vec{r}, t) = \frac{1}{2\pi c} \int_{\Phi} R_c d\varphi_a \int_{-\infty}^{\infty} \frac{q(\vec{r}_a) \cdot \alpha(\vec{r}, \vec{r}_a)}{R} \cdot \delta\left(t - \frac{R}{c}\right) dz_a, \quad (8)$$

где Φ – диапазон изменения φ_a .

Для простоты вычислений на данном этапе наших исследований функцию освещённости q и поляризационный множитель α будем считать тождественно равными единице. Тогда раскрывая в подынтегральном выражении дельта-функцию от нелинейного аргумента, можно записать основную интегральную формулу:

$$H(\vec{r}, t) = \frac{R_c}{2\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \int_{\Phi_n} \frac{d\varphi_a}{\sqrt{(ct)^2 - \rho^2 - R_c^2 + 2R_c\rho \cos(\varphi_a - \varphi)}}. \quad (9)$$

Соответствующий неопределённый интеграл берётся в явном виде [7]:

$$\int \frac{d\varphi_a}{\sqrt{(ct)^2 - \rho^2 - R_c^2 + 2R_c\rho \cos(\varphi_a - \varphi)}} = \frac{R_c}{\pi\sqrt{(ct)^2 - (\rho - R_c)^2}} \cdot \mathcal{F}\left(\frac{\varphi_a - \varphi}{2}, \sqrt{\frac{4R_c\rho}{(ct)^2 - (\rho - R_c)^2}}\right) + C, \quad (10)$$

где \mathcal{F} – неполный эллиптический интеграл первого рода:

$$\mathcal{F}(\phi, \kappa) \equiv \mathcal{F}(\phi | \kappa^2) \equiv \int_0^{\phi} \frac{d\theta}{\sqrt{1 - \kappa^2 \sin^2 \theta}}. \quad (11)$$

3. ПРОСТРАНСТВЕННЫЕ ОСОБЕННОСТИ ПОЛЯ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ АПЕРТУРЫ

Рассмотрим подробнее геометрические особенности исследуемой задачи, накладывающие ограничения на диапазон изменения φ_a . Заметим, что все приведённые ниже ограничения на Φ можно получить как из соображений геометрического характера, так и аналитически.

Подкоренное выражение в знаменателе интеграла (9) есть ни что иное, как $|z_n - z|$, где подразумевается, что точка $(R_c \cos \varphi_a; R_c \sin \varphi_a; z_n)$ лежит на одной из ветвей кривой пересечения окружности радиуса ct с центром в точке наблюдения с поверхностью апертуры. Исходя из этого можно записать условие принадлежности апертуре рассматриваемой кривой: $|z_n| \leq L$. Из этого неравенства напрямую следует ограничение на минимальное отклонение углов:

$$|\varphi_a - \varphi| \geq \arccos \frac{(z+L)^2 - (ct)^2 + \rho^2 + R_c^2}{2\rho R_c}, \quad (12)$$

что проиллюстрировано построением на рисунке 2 (а), где центральный фрагмент нижней (синего цвета) ветви оказался «срезан» нижним краем апертуры.

При этом следует отметить, что условие (12) следует учитывать начиная с момента касания нижней части кривой края апертуры:

$$t > \frac{\sqrt{(z+L)^2 + (\rho - R_c)^2}}{c}. \quad (13)$$

Учтён неравенства (13) обеспечивает применение формулы (12) строго в области определения арккосинуса.

При расположении точки наблюдения вне прожекторного луча нижний край кривой пересечения может оказаться срезан верхним краем апертуры, как это показано на рисунке 2 (б). Исходя из этого мы можем записать условие ограничения максимального отклонения углов:

$$|\varphi_a - \varphi| \leq \arccos \frac{(z-L)^2 - (ct)^2 + \rho^2 + R_c^2}{2\rho R_c}, \quad (14)$$

которое можно считать корректным, когда нижняя ветвь успела дойти до верхнего края апертуры:

$$t > \frac{\sqrt{(z-L)^2 + (\rho - R_c)^2}}{c}. \quad (15)$$

Заметим, что выражение (19) не только гарантирует корректность арккосинуса, но и показывает, в какой момент времени первообразная импульсной характеристики H впервые принимает ненулевое значение. В прожекторном луче этот момент происходит раньше и определяется временем, необходимым сигналу на преодоление кратчайшего расстояния до апертуры:

$$t > \frac{\rho - R_c}{c}. \quad (16)$$

Завершается же (то есть снова окончательно обращается в ноль) H с уходом краёв ветви за горизонт по апертуре в нижних точках, что происходит в момент

$$t = \frac{1}{c} \cdot \sqrt{\rho^2 - R_c^2 + (z+L)^2}. \quad (17)$$

Помимо этого, ограничение на углы накладывает также момент выхода кривой за горизонт. В итоге мы получаем, что диапазон Φ_1 углов φ_a , по которым производится интегрирование в (9), определяется как $\Delta\varphi_{\min} \leq |\varphi_a - \varphi| \leq \Delta\varphi_{\max}$, где

$$\Delta\varphi_{\min} = \begin{cases} \arccos \frac{(z+L)^2 - (ct)^2 + \rho^2 + R_c^2}{2\rho R_c}, & t > \frac{1}{c} \cdot \sqrt{(z+L)^2 + (\rho - R_c)^2}; \\ 0, & t < \frac{1}{c} \cdot \sqrt{(z+L)^2 + (\rho - R_c)^2}; \end{cases} \quad (18)$$

$$\Delta\varphi_{\max} = \begin{cases} \arccos \frac{R_c^2 + \rho^2 - (ct)^2 + (z-L)^2 \cdot \Theta(z-L)}{2R_c\rho}, & t < \frac{\sqrt{\rho^2 - R_c^2 + (z-L)^2 \cdot \Theta(z-L)}}{c}; \\ \arccos \frac{R_c}{\rho}, & t > \frac{\sqrt{\rho^2 - R_c^2 + (z-L)^2 \cdot \Theta(z-L)}}{c}. \end{cases} \quad (19)$$

Здесь использование Θ – функции Хевисайда, позволяет объединить области в прожекторном луче и вне его для более компактной записи.

Условие ненулевого вклада нижней ветви тогда запишется в форме

$$\frac{\sqrt{(z-L)^2 \cdot \Theta(z-L) + (\rho - R_c)^2}}{c} < t < \frac{\sqrt{\rho^2 - R_c^2 + (z+L)^2}}{c}, \quad z > -L. \quad (20)$$

Анализ верхней ветви кривой пересечения совершенно симметричен. Её вклад отличен от нуля при

$$\frac{\sqrt{(z+L)^2 \cdot \Theta(-z-L) + (\rho - R_c)^2}}{c} < t < \frac{\sqrt{\rho^2 - R_c^2 + (z-L)^2}}{c}, \quad z < L, \quad (21)$$

а диапазон Φ_2 углов интегрирования φ_a определяется аналогично (18) и (19):

$$\Delta\varphi_{min} = \begin{cases} \arccos \frac{(z-L)^2 - (ct)^2 + \rho^2 + R_c^2}{2\rho R_c}, & t > \frac{1}{c} \cdot \sqrt{(z-L)^2 + (\rho - R_c)^2}; \\ 0, & t < \frac{1}{c} \cdot \sqrt{(z-L)^2 + (\rho - R_c)^2}; \end{cases} \quad (22)$$

$$\Delta\varphi_{max} = \begin{cases} \arccos \frac{R_c^2 + \rho^2 - (ct)^2 + (z+L)^2 \cdot \Theta(-z-L)}{2R_c\rho}, & t < \frac{\sqrt{\rho^2 - R_c^2 + (z+L)^2} \cdot \Theta(-z-L)}{c}; \\ \arccos \frac{R_c}{\rho}, & t > \frac{\sqrt{\rho^2 - R_c^2 + (z+L)^2} \cdot \Theta(-z-L)}{c}. \end{cases} \quad (23)$$

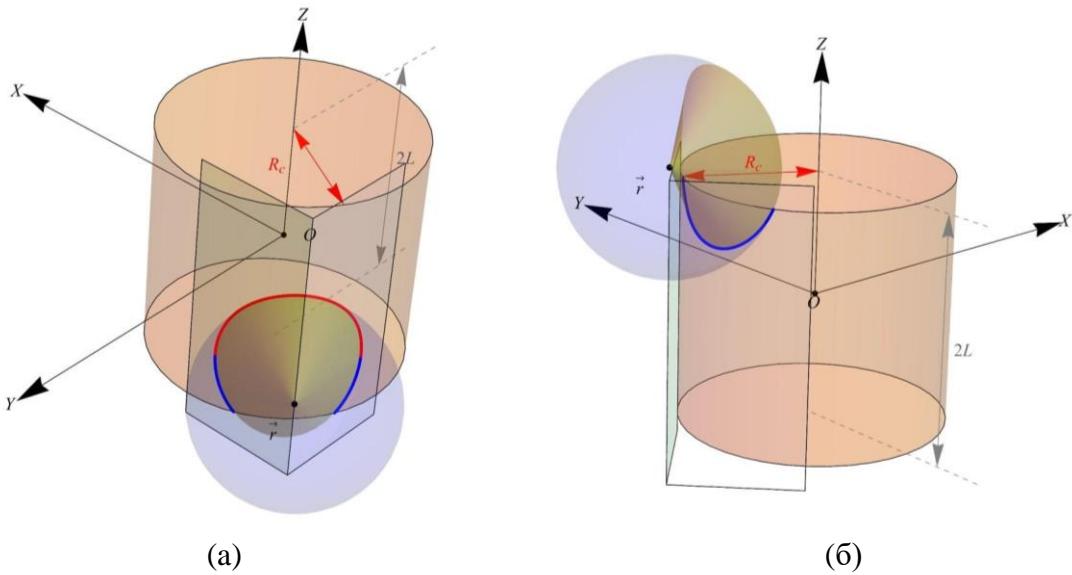


Рис. 2. Нюансы геометрии задачи при разных значениях параметров.

4. ПЕРВООБРАЗНАЯ ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Для проверки выведенных выше формул обратимся к примерам расчётов, основанных на полученных выше соотношениях. В рассматриваемом примере с апертурой (характерные размеры $R_c = 1$ м и $L = 0,5$ м) синфазно излучался дельта-подобный сигнал (однополярный гауссовский импульс длительностью порядка 3нс нормированный таким образом, чтобы площадь под ним была единичной). Аналитическую кривую вычисляем по формуле (9), вычисляя неполный эллиптический интеграл первого рода с учётом всех описанных выше граничных условий. Для сравнения вторую кривую получаем численным взятием интеграла (2). Все расчёты осуществляются в предположении единичных q и α .

Из рисунка 3 очевидно, что достигнуто весьма хорошее совпадение этих кривых, а имеющиеся отклонения обусловлены конечной величиной длительности импульса и сводятся, по сути, к сглаживанию фронтов сигнала. Нетрудно заметить, что картина существенно различается в прожекторном луче и вне его (где совпадение моделирования с теорией более точное за счёт отсутствия резких перепадов в H).

Более общее представление о поведении H даёт карта пространственных особенностей цилиндрической апертуры (рисунок 4).

Пространство точек наблюдения (как в прожекторном луче, так и вне его) разделяется на несколько подобластей, в каждой из которых зависимость первообразной импульсной характеристики от времени имеет свои характерные особенности. Логично ожидать, что и при работе с реальными сигналами процессы в каждой из выявленных подобластей будут протекать, вообще говоря, по-разному. Заметим, что разбиение пространства зависит от геометрических параметров апертуры, и, если впоследствии

(для конкретных видов сигналов, способов модуляции и т. п.) анализ покажет нежелательность той или иной области (в зависимости от контекста применения антенны это может быть обусловлено, например, наводками на другие расположенные в ближней зоне радиоэлементы, снижающими показатели электромагнитной совместимости), то надлежащий выбор геометрической формы может позволить уменьшить объём, занимаемый такими областями в пространстве.

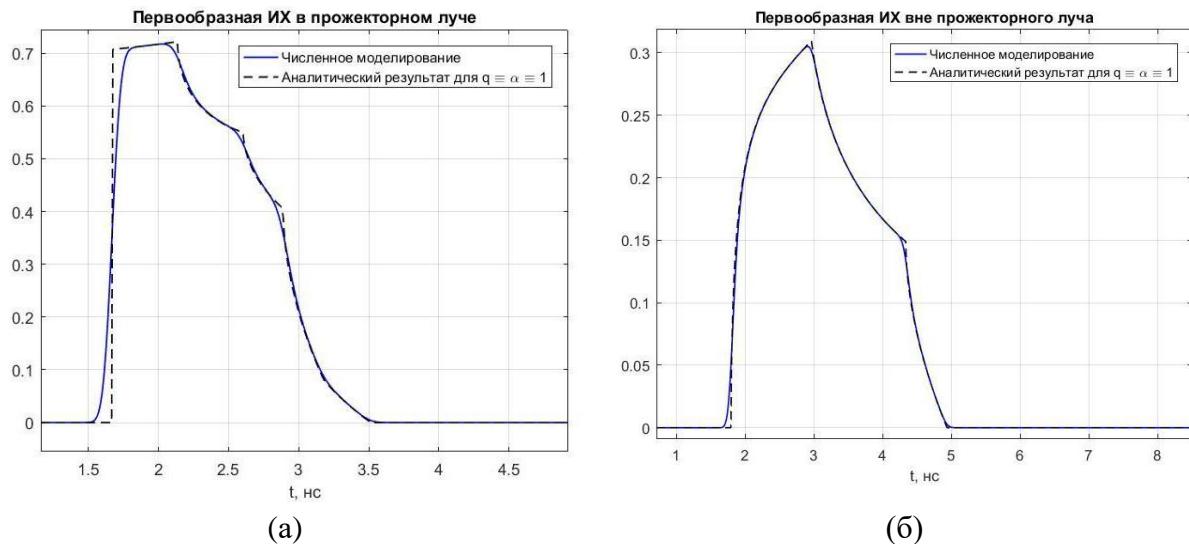


Рис. 3. Первообразная импульсной характеристики при расположении точки наблюдения внутри прожекторного луча (а) и вне его (б).

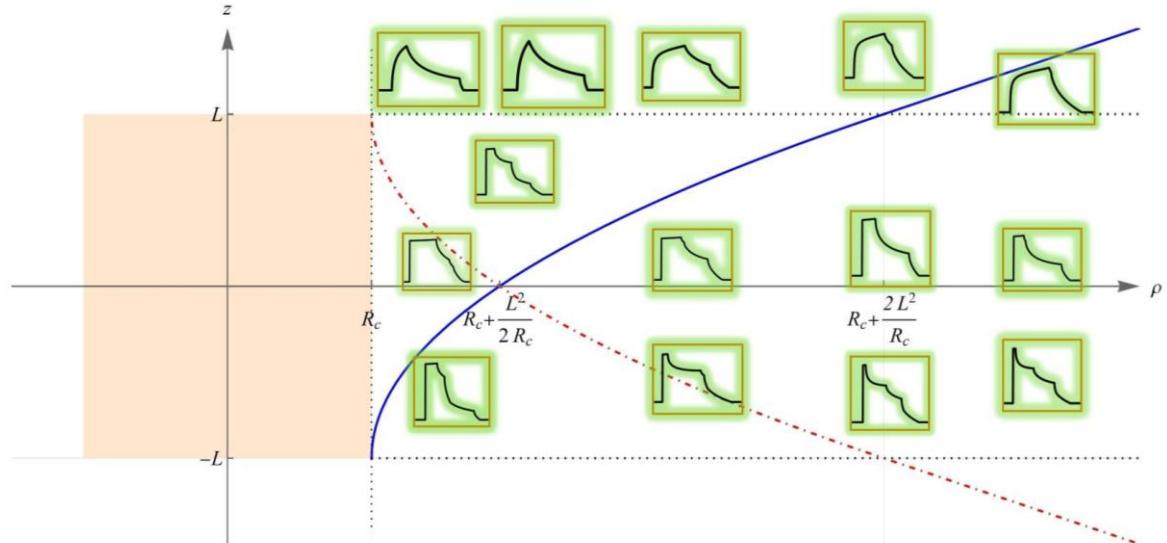


Рис. 4. Карта пространственных особенностей цилиндрической апертуры.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящей работе была предложена и проанализирована модель излучающей цилиндрической апертуры и продемонстрирована возможность расширения метода расчёта первообразной импульсной характеристики на данный тип апертур. Приведён подробный анализ особенностей геометрии задачи и граничных условий. Сравнение полученной первообразной импульсной характеристики с результатом численных вычислений демонстрирует возможность применимости предложенного аналитического

метода. Приведён анализ первообразной импульсной характеристики цилиндрической апертуры в зависимости от расположения в пространстве точки наблюдения.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено при финансовой поддержке гранта Российского научного фонда №21-19-00323.

ЛИТЕРАТУРА

1. Иммореев И. Я. Излучение сверхширокополосных сигналов / Иммореев И. Я., Синявин А. Н. // Антенны, 2001, №1. – С. 8-16.
2. Зырянов Ю. Т., Федюнин П. А., Белоусов О. А. Антенны. Тамбов: Издательство ТГТУ, 2014. - 128 с.
3. Skulkin S.P. Transient field calculation of aperture antennas / Skulkin S.P., Turchin V.I. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1999, V.47, №5. – Pp. 929-932.
4. Skulkin S.P. Transient far field of aperture antennas. / Skulkin S.P., Kascheev N. I., Lysenko N. A., Uskov G.K. // Antennas and wireless propagation letters, 2019, V. 18, №5. – Pp. 148-157.
5. Лысенко Н. А. Импульсное поле круглой плоской апертуры / Лысенко Н. А., Бобрешов А. М., Усков Г. К., Скулкин С. П., Кащеев Н. И. // Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2018, Т. 21, №3. – С. 43-49.
6. Bobreshov A.M. Biconical antenna with inhomogeneous dielectric lens for UWB applications / Bobreshov A.M., Zhabin A.S., Seregina E.A., Uskov G.K. // Electronics Letters, 2020, V.56, №17. – Pp. 857-859.
7. Корн Г., Корн Т Справочник по математике для научных работников и инженеров. М.: Наука, 1968. - 720 с.

REFERENCES

1. Immorrev I. Ya. Radiation of ultra-wideband signals / Immorrev I. Ya., Sinyavin A. N. // Antennas, 2001, №1. – Pp. 8-16.
2. Ziryanov U. T., Fedunin P. A., Belousov O. A. Antennas. Tambov: Publisher TSTU, 2014. - 128 p.
3. Skulkin S.P. Transient field calculation of aperture antennas / Skulkin S.P., Turchin V.I. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1999, V.47, №5. – Pp. 929-932.
4. Skulkin S.P. Transient far field of aperture antennas. / Skulkin S.P., Kascheev N. I., Lysenko N. A., Uskov G.K. // Antennas and wireless propagation letters, 2019, V. 18, №5. – Pp. 148-157.
5. Lysenko N. A. Pulse field of a circular planar aperture / Lysenko N. A., Bobreshov A.M., Uskov G. K., Skulkin S.P., Kascheev N. I. // Physics of wave processes and radio engineering systems, 2018, Vol. 21, №3. – Pp. 43-49.
6. Bobreshov A.M. Biconical antenna with inhomogeneous dielectric lens for UWB applications / Bobreshov A.M., Zhabin A.S., Seregina E.A., Uskov G.K. // Electronics Letters, 2020, V.56, №17. – Pp. 857-859.
7. Korn G., Korn T Handbook of Mathematics for researchers and Engineers. M.: Science, 1968. - 720 p.

ПРИМЕНЕНИЕ ВИРТУАЛЬНЫХ МАГНИТНЫХ ДИПОЛЕЙ С БАЗИРОВАНИЕМ НА МАЛОМ БПЛА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПЕЛЕНГА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН

Е. А. Ищенко¹, Ю. Г. Пастернак¹, В. А. Пендурин², С. М. Фёдоров¹

¹Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж,
Российская Федерация

²АО НПП «Автоматизированные системы связи» (АО НПП «АСС»), Воронеж,
Российская Федерация

Аннотация. В работе рассматривается эффективность использования виртуальных магнитных диполей для определения характеристик пеленга электромагнитных волн. Для повышения эффективности использования разработанной конструкции предлагается размещение пеленгационной антенной решетки на малом беспилотном летательном аппарате. Благодаря большей помехоустойчивости магнитного поля удалось повысить точность пеленгации, а также снизить влияние корпуса носителя на качество определения пеленга.

Ключевые слова: виртуальные магнитные диполи; виртуальная антenna решетка; пеленгация; беспилотный летательный аппарат.

APPLICATION OF VIRTUAL MAGNETIC DIPOLES BASED ON A SMALL UAV TO DETERMINE THE BEARING OF ELECTROMAGNETIC WAVES

E. A. Ishchenko¹, Yu. G. Pasternak¹, V. A. Penduyrin², S. M. Fedorov¹

¹Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russian Federation

²JSC NPP “Automated communication systems”(JSC NPP “ACS”), Voronezh, Russian
Federation

Abstract. The paper considers the efficiency of using virtual magnetic dipoles to determine the characteristics of the bearing of electromagnetic waves. To increase the efficiency of using the developed design, it is proposed to place a direction-finding antenna array on a small unmanned aerial vehicle. Due to the greater noise immunity of the magnetic field, it was possible to increase the accuracy of direction finding, as well as reduce the influence of the carrier body on the quality of the bearing determination.

Keywords: virtual magnetic dipoles; virtual antenna array; direction finding; unmanned aerial vehicle.

1. ВВЕДЕНИЕ

Применение виртуальных антенных решеток востребовано во многих современных задачах. Благодаря использованию аппроксимации поля удается достичь повышения точности пеленгации электромагнитных волн, что позволяет повысить точность радиопеленгационных комплексов, повысить эффективность технологии формирования луча (beamforming), в сетях пятого поколения при использовании умных антенных решеток. Существует множество методов формирования виртуальных антенных решеток. Так в работе [1] авторы предлагают сформировать цилиндрическую антеннную решетку из простых диполей. Благодаря использованию технологии виртуальных антенных решеток удалось снизить уровень боковых лепестков антенны, что позволяет повысить эффективность определения характеристик поля.

В работе [2] рассматривается обработка характеристик поля, которые измеряют векторные антенные элементы, с использованием метода MUSIC. Авторы отмечают, что использование векторных антенных элементов позволяет с высокой эффективностью определить характеристики всех компонент поля – x, y, z. Измерив компоненты поля возможно выполнить последующую обработку результатов, что повышает точность и эффективность определения характеристик электромагнитных волн.

В работе [3] приводится пример использования виртуальных антенных решеток при выполнении пеленгации электромагнитных волн, при этом измеренные характеристики подвергаются шумовому воздействию. Полученные результаты показывают, что использование виртуальных антенных решеток позволяет повысить точность определения пеленга электромагнитной волны, а также повысить помехозащищенность контура пеленгации.

В данной работе рассматривается формирование виртуальных магнитных диполей на основе векторных антенных элементов, которые устанавливаются на малом беспилотном летательном аппарате.

2. КОНСТРУКЦИЯ ВЕКТОРНОГО АНТЕННОГО ЭЛЕМЕНТА И ПРИНЦИП ФОРМИРОВАНИЯ ВИРТУАЛЬНЫХ МАГНИТНЫХ ДИПОЛЕЙ

В процессе формирования виртуальной антенной решетки (ВАР) на основе виртуальных магнитных диполей использовались кубические векторные антенные элементы. Внешний вид единичного антенного элемента приводится на рисунке 1.

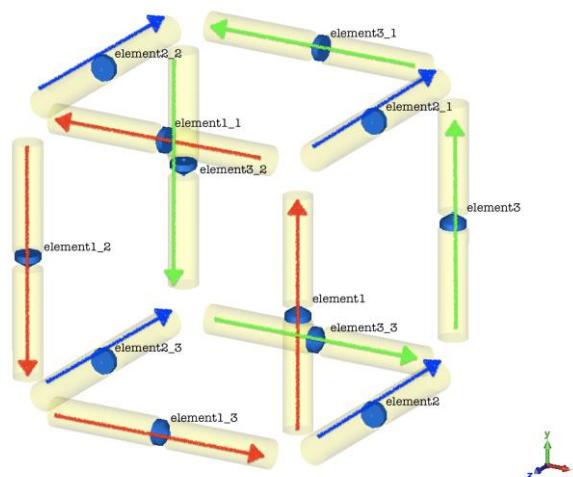


Рис. 1. Векторный антенный элемент.

Выбранная конструкция векторного антенного элемента состоит из 12 симметричных диполей, которые располагаются в ребрах куба с длиной 50 мм. В нагрузках используются малошумящие усилители, которые имеют эквивалентную схему из последовательного соединения резистора 50 Ом и емкостью 1,5 пФ. При падении электромагнитной волны на антенный элемент в нагрузках возникают напряжения, которые могут быть использованы для определения характеристик Е-поля. В свою очередь на основе Е-компонент могут быть определены магнитные компоненты поля в соответствии с уравнением Maxwella:

$$\int_L \vec{E} d\vec{l} = -\frac{d}{dt} \int_S \vec{B} d\vec{s} \quad (1)$$

где $d\vec{l}$ – единичный векторный элемент контура интегрирования L , который ориентирован против часовой стрелки; $d\vec{s}$ – единичный элемент площади,

ориентированный по нормали к поверхности S , опирающейся на контур L ; \vec{B} – вектор магнитной индукции, пронизывающей поверхность S .

На основе полученных характеристик поля возможно провести определение пеленга электромагнитной волны на основе корреляционно-интерферометрического способа пеленгации. Использование магнитных компонент позволяет повысить точность пеленгации, так как они являются более устойчивыми к шумовым воздействиям. Произведем проверку предложенного метода пеленгации на основе контура пеленгации из четырех векторных антенных элементов, которые устанавливаются на малом БПЛА.

3. ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАБОТЫ ВИРТУАЛЬНЫХ МАГНИТНЫХ ДИПОЛЕЙ

Исследуемая задача приводится на рисунке 2.

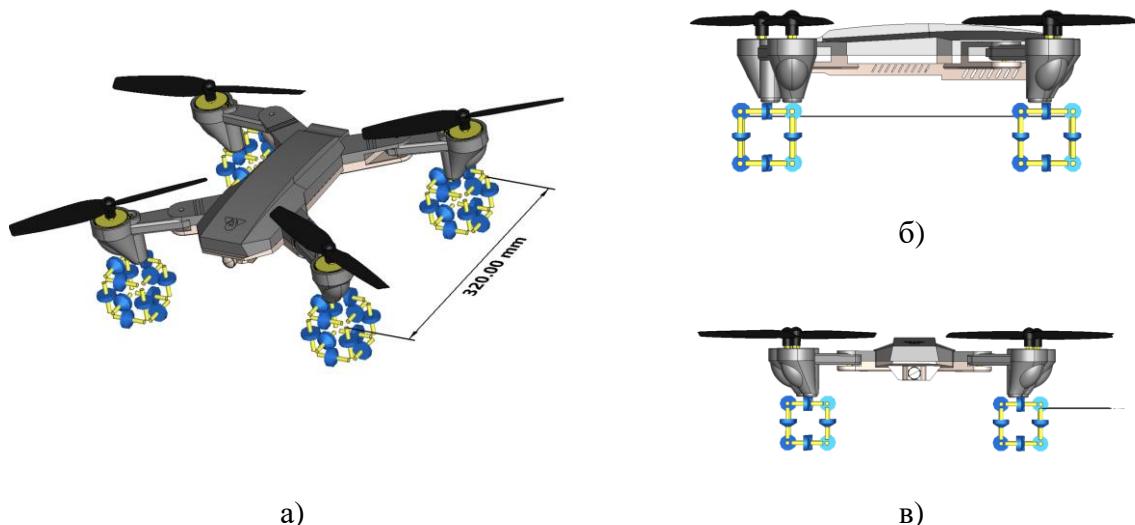


Рис. 2. Исследуемый БПЛА с комплексом пеленгации из векторных антенных элементов.

В процессе исследования на БПЛА с комплексом пеленгации падала плоская электромагнитная волна с эллиптической поляризацией (осевое отношение 10 к 1, разность фаз 90 градусов). Моделирование выполнялось в диапазоне частот от 300 до 700 МГц, а пеленги определялись на основе сумм всех компонент поля (x , y , z) и z -компонент. Для демонстрации эффективности работы пеленгационного комплекса на рисунке 3 приводятся картины пеленгов при углах прихода волны в 40 и 90 градусов. Статистические характеристики пеленгации – математическое ожидание (m_1), среднеквадратическое отклонение (ско), ошибка пеленга (ош) приводятся в таблице 1.

Полученные результаты показывают, что применение виртуальных магнитных диполей позволяет обеспечить высокую точность определения характеристик электромагнитных волн, при этом наибольшую точность показывают характеристики пеленгации, которые получены при использовании z -компонент магнитного поля. Однако стоит учитывать, что не все электромагнитные волны будут иметь z -компоненты (например, линейно поляризованные волны), поэтому в случае, когда заранее не известны характеристики падающей волны рекомендуется использовать суммарные компоненты магнитного поля.

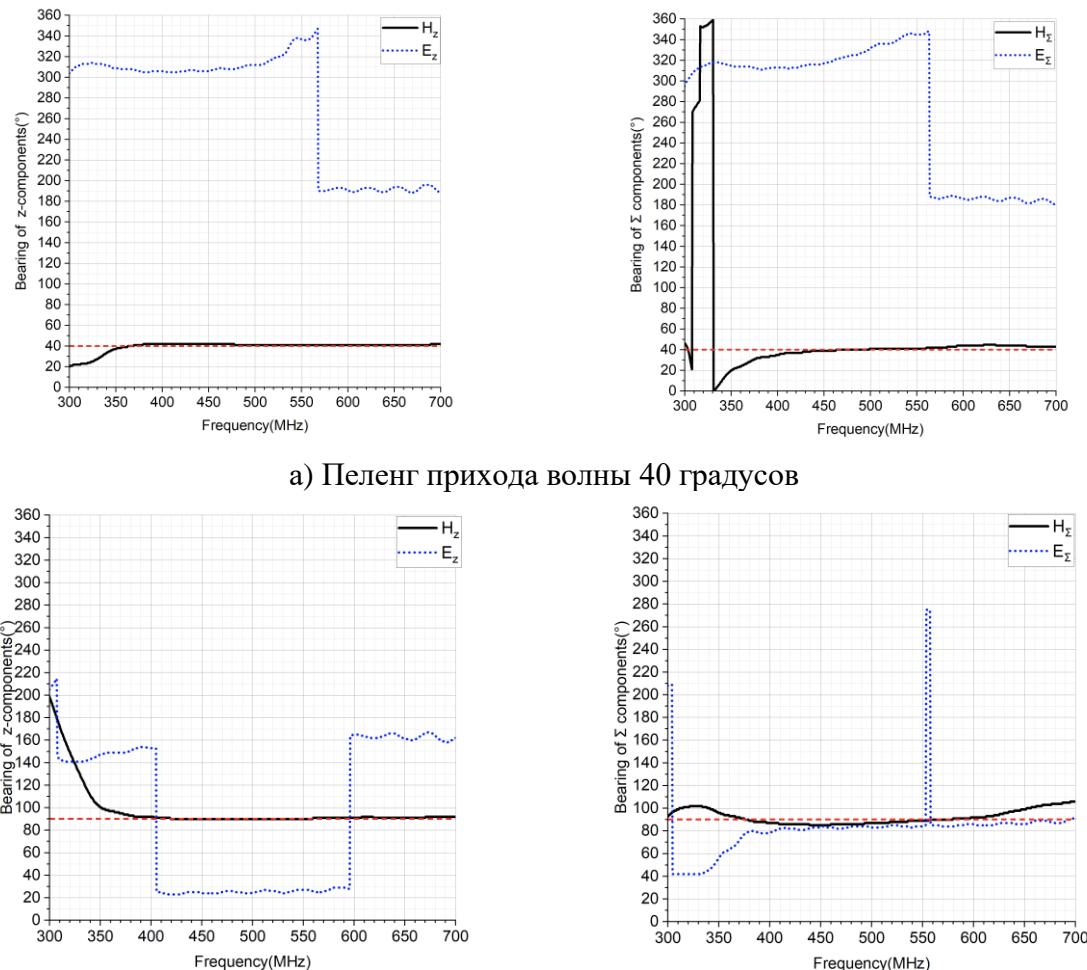


Рис. 3. Картинки пеленгов при облучении волной с эллиптической поляризацией: а) истинный угол 40 градусов; б) истинный угол 90 градусов.

Таблица 1. Статистические показатели пеленгации

Пеленг, °	H _Σ			E _Σ			H _z			E _z		
	m ₁	ско	ош	m ₁	ско	ош	m ₁	ско	ош	m ₁	ско	ош
0	1,9	3,2	3,0	236,7	274,1	236,7	1,2	1,8	1,4	310,6	310,6	310,6
20	23,9	4,4	4,0	273,8	267,9	255,8	23,6	3,7	3,6	299,9	282,0	279,9
40	41,3	2,7	2,3	265,6	236,4	225,6	41,3	1,4	1,3	263,1	231,5	223,0
60	58,7	4,6	4,0	52,9	52,2	43,8	59,0	1,6	1,4	143,1	98,8	96,7
80	77,2	5,4	4,3	110,4	87,0	43,0	79,6	2,0	1,8	157,0	78,9	78,8
90	90,9	5,8	4,4	87,2	23,0	8,1	90,6	0,9	0,6	72,7	67,5	67,4
100	105,0	6,3	5,0	101,8	35,7	13,2	101,7	2,0	1,7	64,8	65,8	65,6
120	122,5	2,9	2,5	128,9	45,2	23,1	121,8	1,9	1,8	104,9	49,5	37,7
140	141,2	3,6	3,2	130,5	11,3	9,5	140,4	0,8	0,6	211,8	91,9	85,7
160	161,2	7,3	6,2	101,2	84,0	58,8	158,8	1,3	1,2	224,9	73,0	71,4
180	176,7	6,5	3,9	191,4	48,6	27,3	181,0	1,6	1,0	128,5	51,8	51,5
среднее	—	4,8	3,9	—	105,9	85,9	—	1,7	1,5	—	127,4	124,4

Так как используемые антенные элементы устанавливаются на БПЛА, то следует их поместить в обтекаемый корпус, который изготовлен из радиопрозрачного материала, а также оказывает минимальное аэродинамическое влияние на воздушные потоки.

4. ВЫБОР КОНСТРУКЦИИ АЭРОДИНАМИЧЕСКОГО ОБТЕКАТЕЛЯ ДЛЯ АНТЕННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Для того, чтобы повысить эффективность использования разработанных антенных элементов проводилось CFD-моделирование для кубического антенного элемента и элемента, который помещается в обтекатель. Исследование проводилось на скорости 180 км/ч (примерно 50 м/с), при этом при снижении скорости влияние становится меньше. Полученные результаты приводятся на рисунке 4.

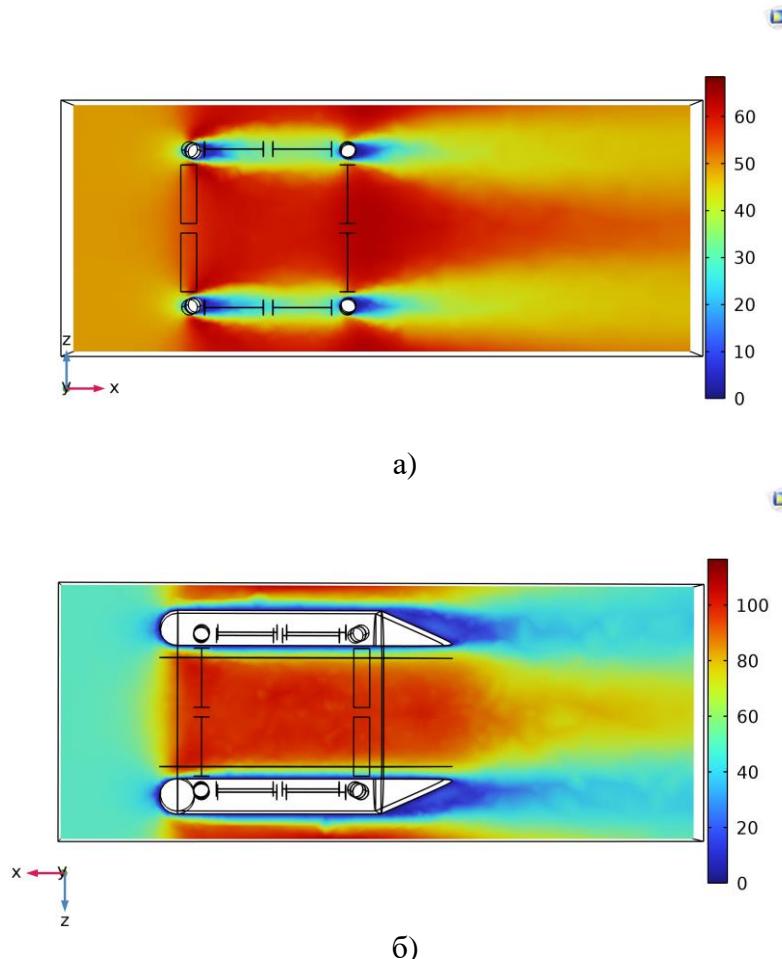


Рис. 4. Картинки скоростей воздушных потоков при обтекании антенного элемента:
а) антенный элемент без обтекателя; б) антенный элемент в обтекателе.

Полученные результаты показывают, что использование обтекателя позволяет снизить воздушные возмешения, которые возникают из-за огибания рядом стоящих диполей. Выбранная форма обтекателя также позволяет сохранить малые размеры. Вид БПЛА с пеленгационным комплексом в обтекателе приводится на рисунке 5.

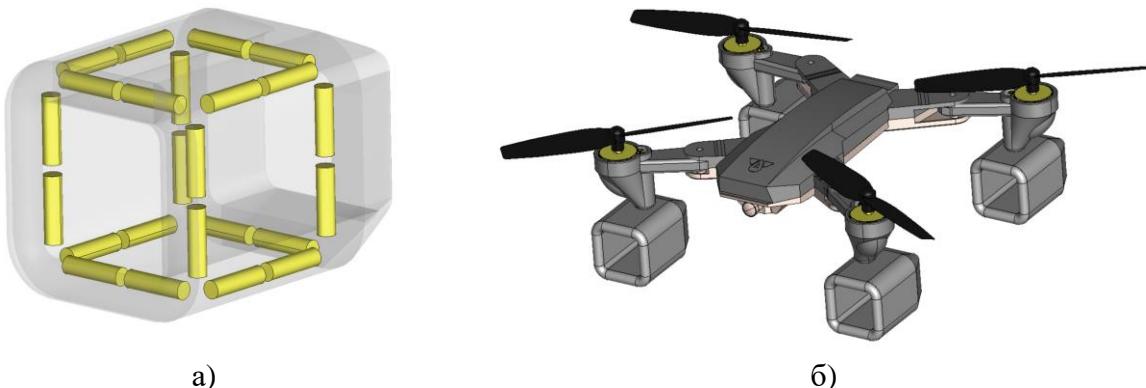


Рис. 5. Вид векторного антенного элемента в обтекателе: а) один элемент в обтекателе; б) БПЛА с элементами в обтекателе.

Как видно, использование обтекателей позволяет сохранить малые габариты антенных элементов, что является важной задачей при размещении на БПЛА.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенный в данной статье способ формирования виртуальных магнитных диполей позволяет значительно повысить точность пеленгации электромагнитных волн по сравнению с пеленгацией на основе электрических компонент волн. Можно выделить, что наиболее оптимальным является использование суммарного поля магнитной компоненты H_Σ , так как их применение позволяет сохранить высокую точность пеленгации при любом типе электромагнитных волн.

Подтверждена гипотеза о том, что корпус носителя радиопеленгаторной антенной системы является рассеивателем электрического типа, в ближней зоне рассеянных волн которого отношение напряженности электрической компоненты поля к ее магнитной компоненте существенно превышает величину характеристического сопротивления свободного пространства. В результате корпус носителя существенно в большей степени искажает электрическое поле падающих волн. Поэтому для минимизации инструментальной погрешности измерений пеленгов, вызванных дифракцией волн на носителе, предпочтительным является пеленгование по магнитному полю. Однако, измерять электрическое поле гораздо проще с точки зрения технической реализации, так как электрически экранированные рамочные антенны имеют огромную добротность и сложны для согласования с трактом с волновым сопротивлением 50 Ом. Поэтому в статье предложено измерять сильно искаженное электрическое поле с помощью векторных антенных элементов, далее вычислять значения магнитных компонент поля и оценивать угловые координаты источников радиоизлучения с их использованием.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 19-79-10109, <https://rscf.ru/project/19-79-10109>.

ЛИТЕРАТУРА

1. Dawood H. S., El-Khobby H. A., Elnaby M. M. A., Hussein A. H. Optimized VAA Based Synthesis of Elliptical Cylindrical Antenna Array for SLL Reduction and Beam Thinning Using Minimum Number of Elements. // IEEE Access, 2021, Vol. 9. – pp. 50949-50960.

2. Sun B., Tan B., Ashraf M., Valkama M., Lohan E. S. Embedding the Localization and Imaging Functions in Mobile Systems: An Airport Surveillance Use Case. // IEEE Open Journal of the Communications Society, 2022, Vol. 3. – pp. 1656-1671.
3. Hirota A., Arai H., Nakano M. Characteristics of Virtual Planar Array Antenna for Direction-of-arrival Estimation // 2006 European Conference on Wireless Technology, 2006. – pp. 51-54.

REFERENCES

1. Dawood H. S., El-Khobby H. A., Elnaby M. M. A., Hussein A. H. Optimized VAA Based Synthesis of Elliptical Cylindrical Antenna Array for SLL Reduction and Beam Thinning Using Minimum Number of Elements. // IEEE Access, 2021, Vol. 9. – pp. 50949-50960.
2. Sun B., Tan B., Ashraf M., Valkama M., Lohan E. S. Embedding the Localization and Imaging Functions in Mobile Systems: An Airport Surveillance Use Case. // IEEE Open Journal of the Communications Society, 2022, Vol. 3. – pp. 1656-1671.
3. Hirota A., Arai H., Nakano M. Characteristics of Virtual Planar Array Antenna for Direction-of-arrival Estimation // 2006 European Conference on Wireless Technology, 2006. – pp. 51-54.

ПРИМЕНЕНИЕ ЗМЕЙКОВОГО ВОЛНОВОДА ДЛЯ ЧАСТОТНОГО УПРАВЛЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЕМ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ В ПРОСТРАНСТВЕ

Н. Б. Смолянов^{1,2}, Ю. Г. Пастернак¹, В. А. Пендюрин³

¹Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж,
Российская Федерация

²АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Российская Федерация

³АО НПП «Автоматизированные системы связи», Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. Целью исследования является изучение возможности применения змейкового волновода для частотного управления диаграммой направленности. В процессе работы проводились расчеты и моделирование волновода. Для рассматриваемого варианта конструкции были определены основные характеристики: углочастотная чувствительность, замедление фазовой скорости, коэффициент направленного действия и коэффициент полезного действия. Рассматривалось применение нескольких различных диэлектрических материалов для улучшения характеристик волновода.

Ключевые слова: змейковый волновод, диэлектрическая проницаемость, частотное управление.

THE USE OF A SNAKE WAVEGUIDE FOR FREQUENCY REGULATION OF THE POSITION OF THE RADIATION PATTERN IN SPACE

N. B. Smolyanov^{1,2}, U. G. Pasternak¹, V. A. Pendurin³

¹Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russian Federation

²JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

³JSC NPP «Automated communication systems» (ACS), Voronezh, Russian Federation

Abstract. The aim of the study is to use the possibility of a snake waveguide for frequency control of the radiation pattern. In the course of work, waveguides are evaluated and modeled. For the proposed structure change, the main characteristics were: corner sensitivity, speed increase retardation, directivity and efficiency. Consideration of the use of many different dielectric materials to improve waveguide performance.

Keywords: snake waveguide; permittivity; frequency control.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время широкое распространение получили антенные системы, работающие в сверхвысокочастотном диапазоне (СВЧ). Их активному развитию способствует высокая востребованность в военной сфере, например в качестве бортовых радиолокационных станций или, как компонента комплексов активной защиты. В гражданской сфере такие антенные системы также нашли свое место – они широко применяются в системах спутниковой и телекоммуникационной связи.

Постоянно растущие требования к качеству и характеристикам техники, обеспечивают постоянное развитие антенных систем. Одним из способов улучшения их характеристик, является разработка и оптимизация волноводов под требуемые параметры. Они выступают в качестве элементов, передающих электромагнитную энергию от генератора к нагрузке. При правильном определении параметров становится

возможным снизить потери энергии, что является важным критерием хорошей антенной системы.

2. АНАЛИЗ ОСОБЕННОСТЕЙ ЗМЕЙКОВЫХ ВОЛНОВОДОВ

Прямоугольные волноводы, являются одними из наиболее распространенных конструкций, используемых в СВЧ-технике. Их особенностями является способность поддерживать распространение волн вдоль боковой грани, а также наличие нижнего предела частот. Волноводной щелью называется узкая щель, прорезанная в широкой стенке или боковой грани прямоугольного волновода [1]. Применение волноводных щелей обеспечивает получение точного апертурного распределения. Для конструкции, включающей в себя множество волноводов такого типа, например для фазированных антенных решеток (ФАР), становится возможным производить изменение положения диаграммы направленности (ДН) в широком азимутальном секторе пространства, за счет изменения рабочей частоты. Осуществление управления ДН возможно производить, используя и единичный волновод, но, в таком случае, ширина сектора сканирования будет соответственно меньшего размера.

Основными электрическими свойствами, из значения которых возможно составить оценку устройства, являются замедление фазовой скорости γ и коэффициент затухания α . Однако, при разработке и конструировании волноводов для антенной системы, также предъявляются требования к расположению излучателей, габаритным размерам и массе изделия. Дополнительно для ФАР, осуществляющих частотное сканирование, вводится специальный параметр - углочастотная чувствительность τ . Под этим понятием подразумевается величина угла отклонения ДН ФАР при изменении частоты f генератора на 1% [3]. У волноводно-щелевых антенн, конструкция которых основана на прямолинейных регулярных волноводах, углочастотная чувствительность имеет малый уровень, составляющий $\tau < 1,6$. Для увеличения ее значения, в волновод могут вводиться замедляющие системы, например гребенка или материалы диэлектрики. Благодаря таким элементам конструкции волновода, длина волны увеличивается. Другим способом достижения высокого значения углочастотной чувствительности является увеличение длины волнового тракта при сохранении расстояния между излучателями. Реализация данного способа может быть осуществлена с помощью реализации конструкции в виде «змейкового» волновода.

3. ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЗМЕЙКОВОГО ВОЛНОВОДА

В процессе исследования рассматривался змейковый волновод, выполненный из меди, с неоднородной диэлектрической вставкой. Его параметры рассчитывались для работы в K_u – диапазоне, на частотах от 12 ГГц до 14 ГГц. На рис. 1 приводится конструкция исследуемого волновода.

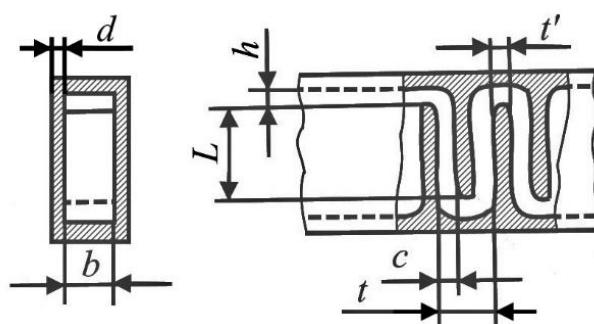


Рис. 1. Модель исследуемого волновода

В табл. 1 приводятся основные геометрические параметры конструкции исследуемого змейкового волновода, общая длина которого составляет 49,5 см.

Таблица 1. Геометрические параметры исследуемого волновода

d, мм	b, мм	T, мм	L, мм	h, мм	t, мм	c, мм	t', мм
3	12	495	42	3	9	3	2

Замедление фазовой скорости змейкового волновода составляет $\gamma > 1$ и может регулироваться в значительных пределах изменением длины волновода, при этом в широких пределах регулируется и углочастотная чувствительность.

Для исследуемого волновода определим коэффициент затухания α [2]. Для этого воспользуемся формулой (1),

$$\alpha := 793 \cdot \frac{\left[1 + 2 \cdot \frac{b}{a} \left(\frac{\lambda}{2a} \right)^2 \right]}{b \cdot \sqrt{\sigma \cdot \lambda \cdot \left[1 - \left(\frac{\lambda}{2a} \right)^2 \right]}}, \quad (1)$$

где σ – проводимость материалов стенок волноводов, см/м

λ – длина волны, см

a – размер поперечного сечения волновода, см

b – размер поперечного сечения волновода в плоскости, см

Расчет по данной формуле, дает значение коэффициента затухания равное 0,05 дБ/м. Такой показатель, в сравнении с волноводами иной конструкции, в данном диапазоне волн имеет значительно меньший уровень, например у волновода с ребристой конструкцией коэффициент затухания составляет 0,7 дБ/м [2].

В процессе исследования рассматривались несколько вариантов материалов, для использования в качестве вставки в волноводе имеющих различную диэлектрическую проницаемость ϵ . Их применение в устройстве волновода должно улучшить показатели углочастотной чувствительности, а также оказать влияние на прочие параметры. Для сравнения влияния вставок на характеристики волновода, были произведены расчеты и моделирование волновода с такими материалами, как фторопласт-4, его показатель проницаемости 2,1 Ф/м; полистирол, его показатель проницаемости составляет 2,5 Ф/м и волновод без диэлектрика, внутренне пространство которого заполнено обычным воздухом, его показатель проницаемости примем за 1 Ф/м. Результаты моделирования исследуемых волноводов на центральной частоте, составляющей 13 ГГц, приведены в табл. 2.

Таблица 2. Сравнение характеристик змейковых волноводов на частоте 13 ГГц

Диэлектрическая проницаемость, Ф/м	1	2,1	2,5
Углочастотная чувствительность,	24,43	10,05	8,88
Замедление фазовой скорости, γ	10,92	2,769	2,29
КНД, дБи	3,33	14,4	6,6
КПД, %	38	52	74

По полученным результатам видно, что по совокупности характеристик, наилучшим материалом является полистирол. Произведем анализ диаграмм направленности волновода с вставкой из полистирола на нескольких частотах K_u -диапазона в полосе от 12 ГГц до 14 ГГц. Диаграммы направленности приводятся на рис. 2-6; данные для сравнения характеристик приводятся в табл. 3.

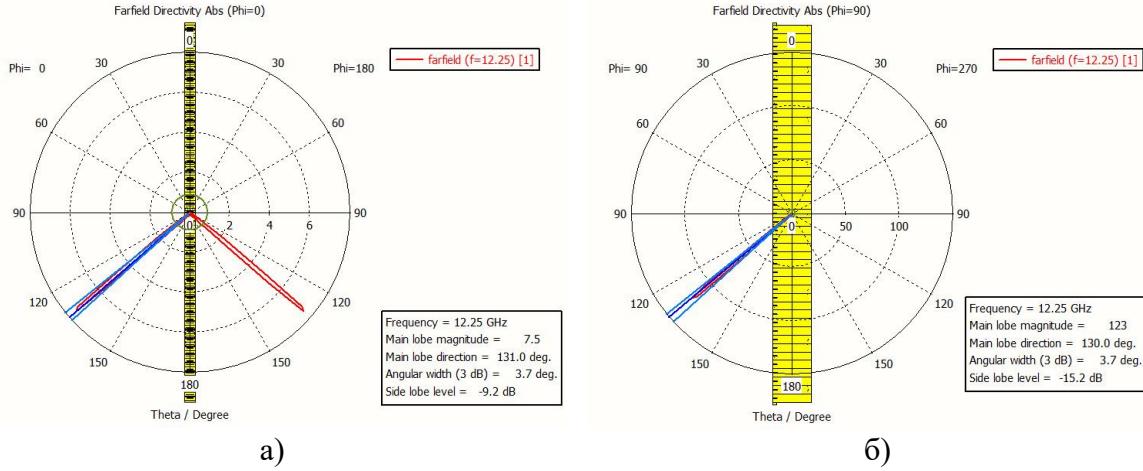


Рис. 2. Диаграмма направленности волновода ($f = 12,25$ ГГц): а) $\varphi = 0^\circ$; б) $\varphi = 90^\circ$

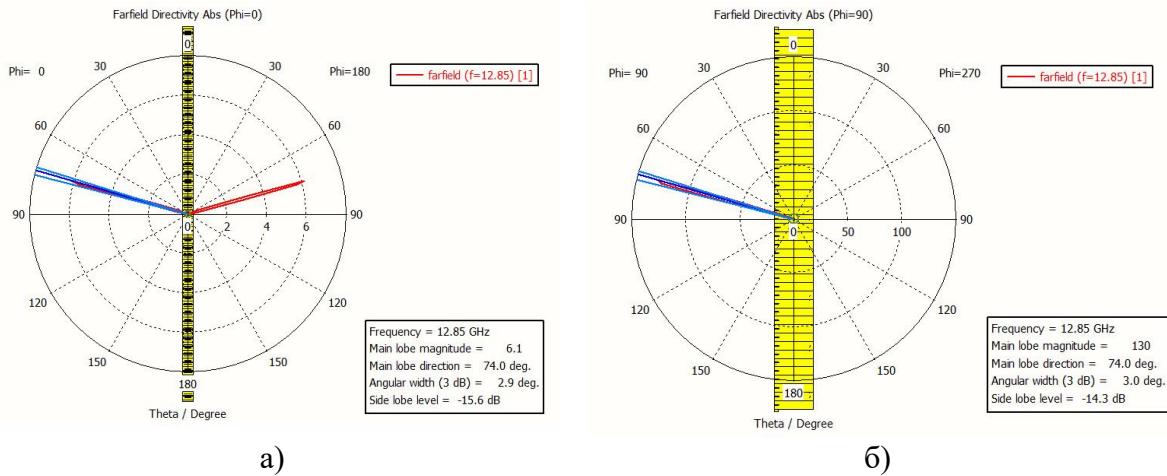


Рис. 3. Диаграмма направленности волновода ($f = 12,85$ ГГц): а) $\varphi = 0^\circ$; б) $\varphi = 90^\circ$

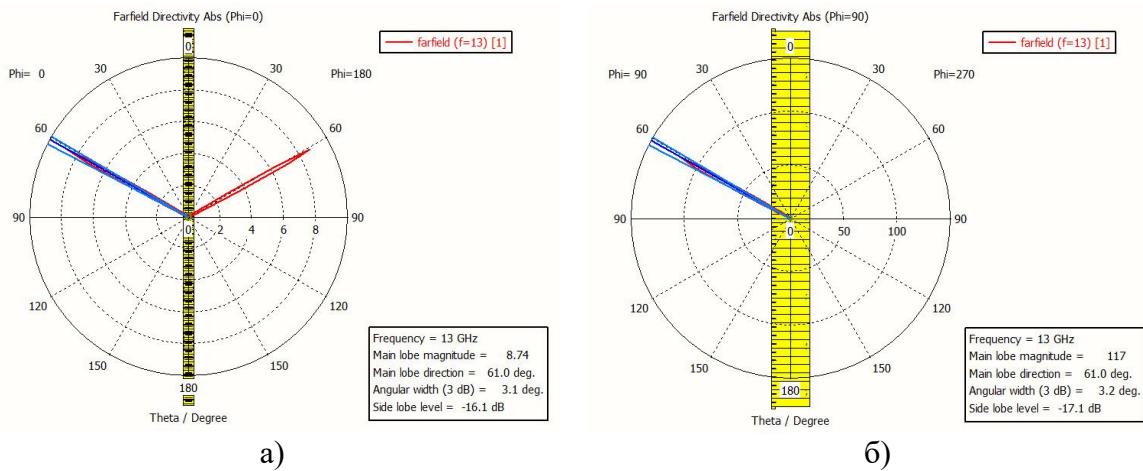


Рис. 4. Диаграмма направленности волновода ($f = 13$ ГГц): а) $\varphi = 0^\circ$; б) $\varphi = 90^\circ$

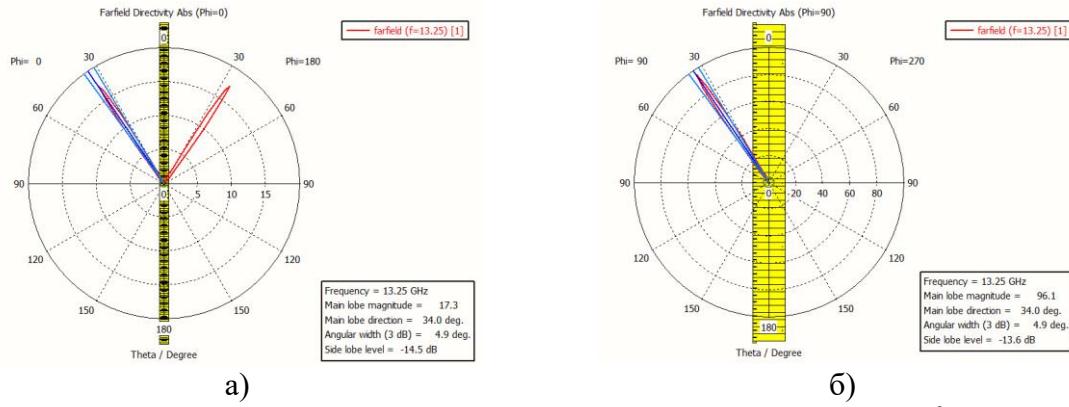


Рис. 5. Диаграмма направленности волновода ($f = 13,25$ ГГц): а) $\phi = 0^\circ$; б) $\phi = 90^\circ$

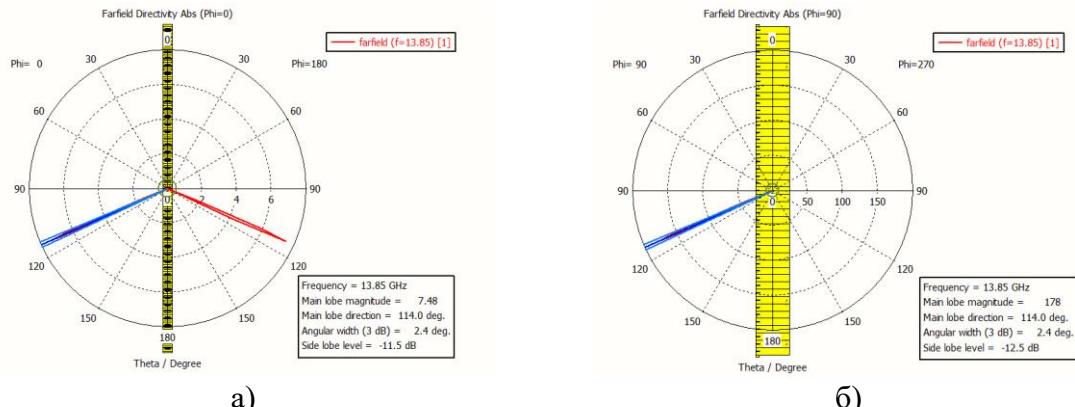


Рис. 6. Диаграмма направленности волновода ($f = 13,85$ ГГц): а) $\phi = 0^\circ$; б) $\phi = 90^\circ$

По полученным диаграммам направленности видно, что с изменением частоты, меняется направление излучения волновода, а также сохраняются основные характеристики диаграмм направленности. Проседание характеристик волновода наблюдается только у верхней границы исследуемого диапазона.

Таблица 3. Сравнение характеристик волновода на различных частотах.

Рабочая частота, ГГц	12,25	12,85	13	13,25	13,85
Фазовая скорость, м/с	2,484	2,407	2,39	2,364	2,311
КНД, дБи	7,5	6,1	8,74	17,3	8,72
КПД, %	65	72	74	73	32
Направление излучения ($\phi = 0^\circ$), °	131	74	61	34	114
Ширина главного лепестка 3 дБ ($\phi = 0^\circ$), °	3,7	2,9	3,1	4,9	2,4
Направление излучения ($\phi = 90^\circ$), °	131	74	61	34	114
Ширина главного лепестка 3 дБ ($\phi = 90^\circ$), °	3,7	3	3,2	4,9	2,4
УБЛ, дБ	15,2	14,3	17,1	13,6	12,5

При использовании змейкового волновода, для сканирования пространства, угол отклонения луча от нормали будет составлять до 50 градусов. Поэтому азимутальный сектор обзора такого волновода будет ограничен, и его ширина будет составлять около 100 градусов, подтверждение этому можно увидеть в результате проведенного моделирования. Змейковый волновод позволяет добиться частотного управления диаграммой направленности в заданном диапазоне, при этом сохраняются основные характеристики.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Змейковый волновод с диэлектрической вставкой, обеспечивает частотное сканирование в широком азимутальном секторе, составляющем до 100 градусов. Перспективное применение змейковых волноводов в структурах антенн, обусловлено возможность частотного сканирования, широким рабочим диапазоном и большим сектором обзора.

Как было показано в проведенном исследовании, змейковый волновод, позволяет обеспечить частотное сканирование при сохранении характеристик диаграмм направленности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Хансен Р. С. Фазированные антенные решетки. Второе издание. Москва: Техносфера, 2012. – 559 с.
2. Воскресенский Д. И., Степаненко В. И., Филиппов В. С. др. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток: Учебное пособие для вузов. Москва: Радиотехника, 2003. – 632 с.
3. Петрушанский М. Г. Основы конструирования антенных решеток. Учебное пособие. Оренбург: Оренбургское ГУ, 2017. – 115 с.

REFERENCES

1. Hansen R. S. Phased Antenna Arrays. Second edition. Moscow: Technosphere, 2012. – 559 p.
2. Voskresenskiy D. I., Stepanenko V. I., Filippov V. S. dr. Microwave devices and antennas. Design of phased antenna arrays: Textbook for universities. Moscow: Radiotekhnika, 2003. – 632 p.
3. Petrushanskiy M. G. Fundamentals of designing antenna arrays. Tutorial. Orenburg: Orenburg State University, 2017. – 115 p.

ПРИМЕНЕНИЕ КОМПЬЮТЕРНЫХ МЕТОДОВ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ

А.В. Володько, А.Р. Гаврилов, М.О. Енговатов, Е.А. Ищенко, С.М. Фёдоров

Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж,
Российская Федерация

Аннотация. В статье рассматриваются методы электродинамического моделирования диаграмм обратного рассеяния простых тел (картины ЭПР). Для анализа задачи приводится математическое описание метода Вейланда в электродинамике, метода моментов, асимптотического метода. Для оценки эффективности и точности методов производится сравнение результатов моделирования с аналитическим расчетом для простых тел – проводящей пластины и цилиндра. Полученные результаты показывают высокую точность и эффективность компьютерных методов моделирования, при этом использование специальных алгоритмов расчета крупных объектов позволяет значительно повысить скорость и эффективность моделирования. Для рассматриваемых задач приводится время моделирования задачи, число сеток при выполнении расчетов.

Ключевые слова: эффективная площадь рассеяния (ЭПР); метод Вейланда; интегральный метод в электродинамике; асимптотический метод в электродинамике.

APPLICATION OF COMPUTER METHODS FOR MODELING THE RADAR CROSS SECTION

A.V. Volodko, A.R. Gavrilov, M.O. Engovatov, E.A. Ishchenko, S.M. Fedorov

Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russian Federation

Abstract. The paper deals with methods of electrodynamic modeling of the backscattering diagram of simple bodies (RCS patterns). For the analysis of problems, a mathematical description of Weyland's methods in electrodynamics, methods of moments, and asymptotic methods is given. To evaluate the effectiveness and analytical methods, the analysis results were compared with the search for calculations for simple bodies - conductive plates and a cylinder. Obtaining the results of detecting highly sensitive objects and the effectiveness of computer simulation, using special methods for studying large objects. For the problems under consideration, the simulation time of the problem, the number of grids in the calculations are given.

Keywords: Radar Cross Section (RCS), Weiland method, integral methods in electrodynamics, asymptotic methods in electrodynamics.

1. ВВЕДЕНИЕ

Исследование характеристик эффективной площади рассеяния (ЭПР) является важной и актуальной задачей в современных радиолокационных системах. Для одних задач требуется понижать уровень ЭПР – стелс-технология, для других обеспечение высоких уровней – гражданская авиация. Но стоит отметить возникающую проблему, которая заключается в определении характеристик ЭПР сложных тел. Аналитически возможно оценить только характеристики для простых тел – металлический шар, проводящая пластина, диск и другие; при этом для определения характеристик сложных тел необходимо использовать натурные эксперименты или современные системы электродинамического моделирования. Особенностью большинства систем является

реализация нескольких способов вычислений в частотных и временных областях, при этом ряд способов изначально специально разрабатывались для вычислений на больших объектах. В данной работе будут рассматриваться методы расчета характеристик ЭПР с использованием CST Studio 2023 и сравнение результатов моделирования с аналитическим расчетом. Рассмотрим методы моделирования характеристик ЭПР, которые реализованы в CST Studio.

2. МЕТОДЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ В CST STUDIO

Описание методов моделирования начнем с базового определения эффективной площади рассеяния в аналитическом виде:

$$\sigma = \frac{P_r}{P_t A^2} 4\pi r^4 \lambda^2 \quad (1)$$

где λ – длина волны, м; A – апертура антенны (ее эффективная площадь), м²; r – расстояние от антенны до цели, м; P_r – мощность, которую примет антenna, Вт; P_t – мощность, которую излучит антenna, Вт.

Таким образом, чтобы получить значения ЭПР требуется определить характеристики электромагнитных волн, которые будут отражены от объектов. Для расчета характеристик электромагнитных волн при моделировании ЭПР в CST Studio реализовано три основных метода: Т-вычислитель (Метод Вейланда), который обеспечивает стабильную работу до 100 длин волн; I-вычислитель (интегральный вычислитель на основе метода моментов), который обеспечивает расчеты от 10 до 1000 длин волн; А-вычислитель (асимптотический вычислитель), который обеспечивает расчеты от 50 до 10000 длин волн.

Рассмотрение методов моделирования характеристик электромагнитных волн начнем с метода, который был предложен Т. Вейландом [1]. Данный метод реализован в Т-вычислителе и основан на уравнениях Максвелла в интегральной форме:

$$\oint_S \vec{E} d\vec{l} = - \iint_S \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} d\vec{s}; \oint_l \vec{H} d\vec{l} = \iint_S \left(\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J} \right) d\vec{s} \quad (2)$$

$$\iint_S \vec{D} d\vec{s} = \iiint_V \rho dV; \iint_S \vec{B} d\vec{s} = 0 \quad (3)$$

Так как расчет интегралов напрямую затруднен, то происходит разделение расчетной области на ячейки с двумя сетками: первичной и вторичной (ортогональна первичной). Так как проводящие материалы вызывают отражения волн, то для учета всех характеристик выполняется уплотнение сеток, что позволяет обеспечить оптимизацию при проведении расчётов. На основе полученных сеток производится дискретизация уравнений Максвелла для граней ячеек:

$$\oint_{\partial A} \vec{E}(\vec{r}, t) d\vec{s} = - \iint_A \frac{\partial}{\partial t} \vec{B}(\vec{r}, t) d\vec{A} \quad \forall A \in R^3 \quad (4)$$

Пример ячейки дискретизации приводится на рисунке 1.

На основе такой ячейки уравнение (4) может быть заменено обыкновенным дифференциальным уравнением вида:

$$\hat{e}_x(i, j, k) + \hat{e}_y(i+1, j, k) - \hat{e}_x(i, j+1, k) - \hat{e}_y(i, j, k) = -\frac{d}{dt} \hat{b}_z(i, j, k) \quad (5)$$

Если выполнить такую замену для каждой ячейки, то результаты расчета могут быть заключены в матрицу:

$$\underbrace{\begin{pmatrix} 1 & \dots & 1 & \dots & -1 & \dots & -1 \\ \dots & \dots & & & \dots & & \dots \end{pmatrix}}_C \begin{pmatrix} \hat{e}_{n1} \\ \vdots \\ \hat{e}_{n2} \\ \vdots \\ \hat{e}_{n3} \\ \vdots \\ \hat{e}_{n4} \end{pmatrix} = -\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \hat{b}_n \\ \vdots \\ \hat{b} \end{pmatrix} \quad (6)$$

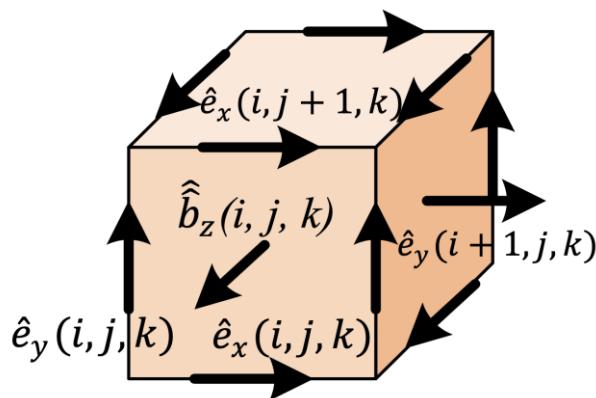


Рис. 1. Ячейка дискретизации с указаниями электрических напряжений \hat{e} и магнитных потоков \hat{b} .

Применив полученные выражения к правилу Ампера для вторичной сетки, может быть получен дискретный оператор циркуляции C , аналогично получаем дискретные уравнения дивергенции в виде операторов S и S^* . В результате этого будут получены дискретные уравнения Максвелла в виде:

$$Ce = -\frac{\partial}{\partial t} b; Ch = \frac{\partial}{\partial t} d + j \quad (7)$$

$$Sd = q; Sb = 0 \quad (8)$$

Полученный метод обладает высокую точность расчетов, однако из-за больших объемов сеток вычисления будут занимать большое время. При этом для точного расчета моностатической ЭПР необходимо пошаговое моделирование с измерением волны с шагом в 1 градус или менее.

Другим методом определения характеристик электромагнитных волн при расчете ЭПР является метод интегральных уравнений (МоМ – метод моментов) [2]. При выполнении такого расчета происходит дискретизация поверхности объектов, что значительно повышает скорость расчетов, однако для электрически крупных объектов такой метод не является полностью эффективным, поэтому дополнительно применяется многоуровневый мультипольный метод (MLFMM). При моделировании выполняется два этапа: композиция (расчет каждого блока в сетке независимо), декомпозиция (расчет взаимного влияния). Таким образом, формируется иерархическая структура, которая позволяет оптимизировать процесс расчета электромагнитных волн. Графическое представление сеточного разбиения приводится на рисунке 2.

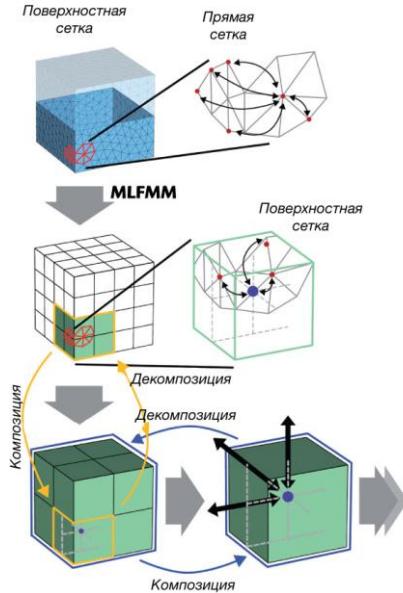


Рис. 2. Формирование сетки в методе моментов.

Таким образом, данный метод является эффективным для расчета электромагнитного поля на основе интегральных уравнений с неизвестными наводимыми токами $J(r)$. Полученные уравнения решаются на основе матричной дискретизации MoM. Для решения выполняются итерации до достижения требуемой точности. При решении рассматривается уравнение электрического поля (EFIE), которое имеет вид:

$$E^{inc} = f_E(J^E, J^M) \quad (9)$$

где E^{inc} – падающее электрическое поле; J^E и J^M – плотности электрического и магнитного токов.

Далее на основе полученных сеточных разбиений формируются интервальные уравнения магнитного поля (MFIE), которое имеет вид:

$$H^{inc} = f_M(J^E, J^M) \quad (10)$$

где H^{inc} – падающее магнитное поле; J^E и J^M – плотности электрического и магнитного токов.

Далее на основе выражений выше формируются уравнения комбинированного поля (CFIE):

$$CFIE = \alpha \cdot EFIE + (1 - \alpha) W \cdot MFIE \quad (11)$$

где W – собственное сопротивление среды; $\alpha = 0,2$ является оптимальным при расчетах. Далее полученные характеристики поля рассчитываются на сеточных компонентах, что позволяет обеспечить расчет полей на больших структурах с высокой эффективностью.

Еще одним востребованным методом расчетов характеристик электромагнитных волн является метод геометрической дифракции и физической оптики (SBR, асимптотические методы в электродинамике) [3]. При выполнении расчетов этим методом объект облучения формируется в виде полудетерминированной поверхности (SDFM), которая построена на основе модели Монте-Карло, а рассеянные волны описываются теорией Брэгга. Повышение точности расчетов и их скорости используется гибридизация методов на основе геометрической оптики (GO) и физической оптики (PO), а также их взаимодействии с SDFM. Далее происходит трассировка лучей (SBR), для которых отслеживаются углы падения и отражения. Использование SDFM позволяет уменьшить число плоскостей расчета, а также

сформировать K-d дерево для отслеживания пути луча. На рисунке 3 приводится геометрия двунаправленной трассировки лучей и бинарное дерево.

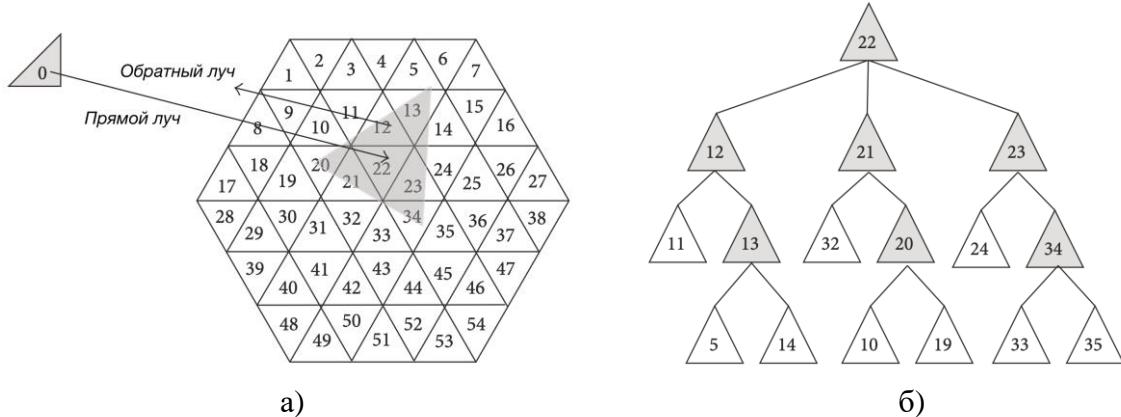


Рис. 3. Процедура работы метода SBR: а) геометрия трассировки лучей; б) бинарное дерево.

При расчете предполагается, что серая область – зона засвета при падении волны, далее происходит следующая процедура описания:

- 1) Прямой падающий луч используется для проведения анализа на пересечение для обнаружения засвеченной поверхности 22;
- 2) Формируется двоичное дерево, как показано на рисунке 3б;
- 3) Далее происходит анализ засвеченных вторичных плоскостей – 12, 21, 23, которые также считаются засвеченными;
- 4) Обратная трассировка лучей до момента, когда область не будет засвечена – ячейка 10, что завершает анализ.

В процессе каждой трассировки происходит анализ возбужденных поверхностей, что позволяет найти картину рассеяния на основе векторного суммированного лучей от отраженных граней.

Для повышения точности учитываются краевые токи (ЕЕС), которые имеют вид:

$$E^d = \frac{ik_0}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \int_l \left[\hat{s} \times (\hat{s} \times \hat{t}) I_e + (\hat{s} \times \hat{t}) I_m \right] e^{ik_0 \hat{s} \cdot \hat{r}} dt \quad (12)$$

Где:

$$I_e = \frac{i2E_{inc}\hat{t}D_e^{EEC}}{k \sin^2 \beta_i} + \frac{i2\eta H_{inc}\hat{t}D_{em}^{EEC}}{k \sin \beta_i}$$

$$I_m = \frac{i2\eta H_{inc}\hat{t}}{k \sin \beta_i \sin \beta_s} D_m^{EEC}$$

где E_{inc} и H_{inc} – падающие волны; \hat{t} – единичный вектор вдоль ребер; D – коэффициенты дифракции эквивалентных краевых точек. На основе этого метода возможно решать крупные электродинамические задачи с высокой эффективностью и скоростью.

Рассмотрим применение описанных методов и их точность по сравнению с аналитическим расчетом.

3. ПРОВЕРКА ТОЧНОСТИ РАСЧЕТОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРОГРАММНЫХ И АНАЛИТИЧЕСКИХ МЕТОДОВ

Для оценки эффективности и точности предложенных методов с теоретическими выражениями производилось моделирование простейших объектов – металлической пластины и цилиндра. Моделирование производилось на частоте 10 ГГц (длина волны

30 мм). В соответствии с выражениями из [4, 5] аналитически определить ЭПР объекта возможно только в случае, когда размеры объекта много больше длины волны. В нашем случае в CST Studio 2023 были сформированы модели пластины и цилиндра из идеального проводника (PEC), которые приводятся на рисунке 4.

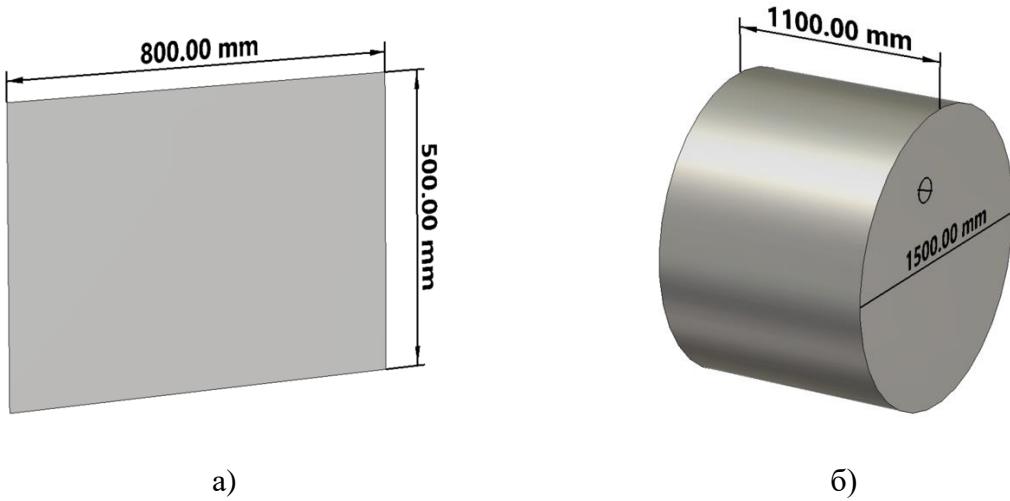


Рис. 4. Исследуемые модели простейших объектов: а) проводящая пластина; б) цилиндр.

Как видно, в данном случае размеры пластины составляют $27\lambda \times 17\lambda$; а для цилиндра радиус составляет 25λ , а длина 37λ . На основе этих размеров мы можем определить характеристики ЭПР для пластины в соответствии с:

$$\sigma_{plate}(\alpha) = \left(\frac{4\pi}{\lambda^2} \right) \cdot a^2 \cdot b^2 \cdot \cos(\alpha)^2 \cdot \left(\frac{\sin\left(\frac{2\pi b \cdot \sin(\alpha)}{\lambda}\right)}{\frac{2\pi b \cdot \sin(\alpha)}{\lambda}} \right)^2 \quad (13)$$

где α – угол сканирования; a, b – размеры пластины; λ – длина волны.

Для цилиндра же выражение ЭПР имеет вид:

$$\begin{aligned} \sigma_{cylinder}(\alpha) = & \sigma_m \left(\sqrt{\sin(\alpha)} \frac{\sin(kh \cdot \cos(\alpha))}{kh \cdot \cos(\alpha)} \exp(-ikr \cdot \sin(\alpha)) + \right. \\ & \left. + \sqrt{\frac{\sigma_0}{\sigma_m}} \cos(\alpha) \frac{J_1(2kr \cdot \sin(\alpha))}{kr \cdot \sin(\alpha)} \exp(-ikr \cdot \cos(\alpha)) \right)^2 \end{aligned} \quad (14)$$

где k – волновое число; h – высота цилиндра (длина); r – радиус цилиндра; i – мнимая единица; J_1 – функция Бесселя первого рода, первого порядка; $\sigma_m = \frac{2\pi rh^2}{\lambda}$;

$$\sigma_0 = \frac{2\pi^3 r^4}{\lambda^2}.$$

На основе полученных выражений были получены графические зависимости ЭПР, причем помимо аналитического расчета, результаты были получены с использованием метода Вейланда (T-solver), метода моментов (I-solver), асимптотического метода (A-solver). Для каждого метода производилось моделирование с измерением времени расчетов. Полученные картины ЭПР приводятся на рисунке 5, а время моделирования и размеры сеток (число расчетов) в таблице 1.

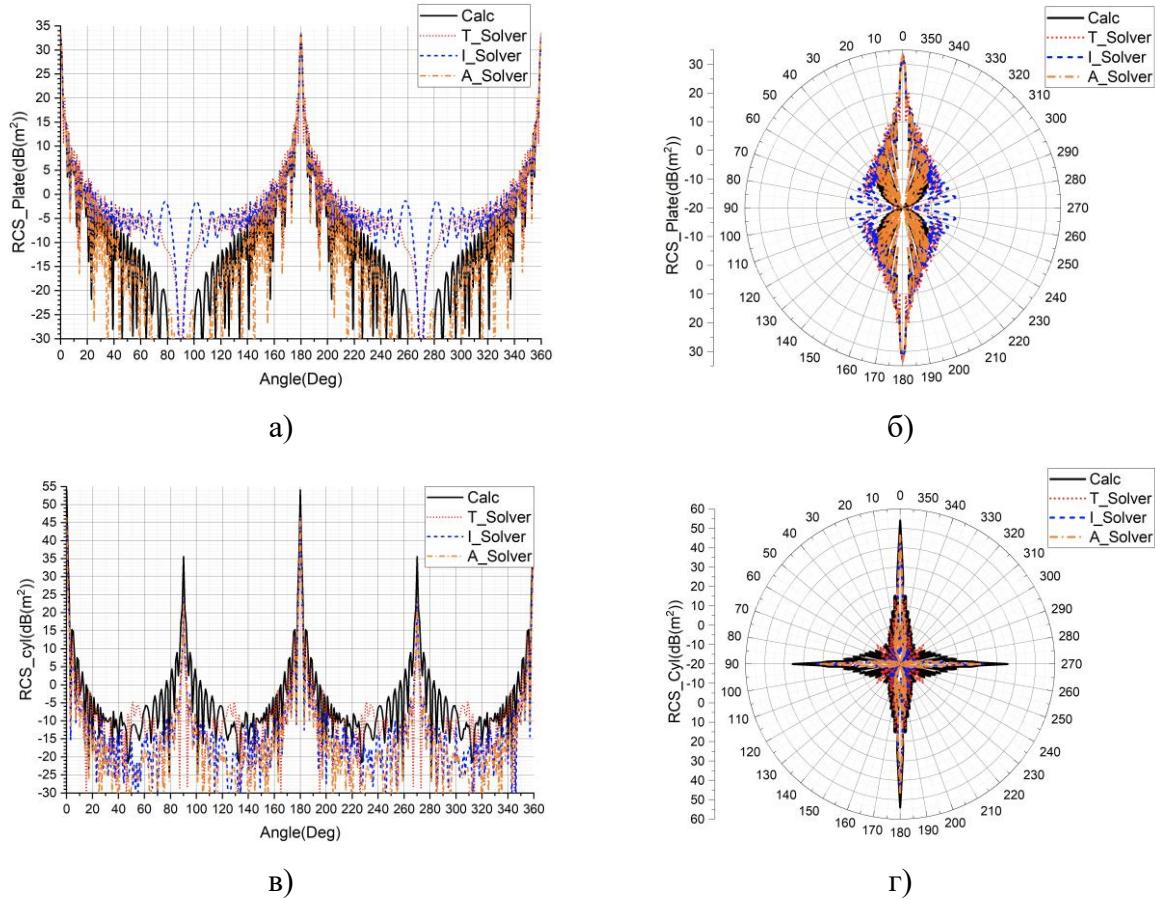


Рис. 5. Картинки ЭПР простых тел (дБм²): а), б) характеристики ЭПР металлической пластины; в), г) характеристики ЭПР металлического цилиндра.

Таблица 1. Эффективность методов моделирования характеристик ЭПР

Тип вычислителя (метод расчетов)	Число ячеек расчета	Время моделирования (чч:мм:сс)
Металлическая пластина		
T Solver (метод Вейланда)	2 583 476 мешей	14:10:05
I Solver (метод Моментов)	43 068 поверхности	00:21:07
A Solver (Асимптотический метод)	776 поверхностей	00:02:09
Металлический цилиндр		
T Solver (метод Вейланда)	15 080 208 мешей	45:10:33
I Solver (метод Моментов)	992 120 поверхности	25:05:10
A Solver (Асимптотический метод)	16 842 поверхности	00:03:50

Как видно, использование предложенных методов позволяет сохранить высокую точность расчётов, при этом недостатком метода Вейланда является то, что при измерении моностатической ЭПР необходимо измерить значения отраженной волны в направлении прихода волны, что приводит к необходимости 361 измерения при

измерении с шагом в 1 градус; для остальных методов такой процесс автоматизирован. Особенностью результатов моделирования с использованием метода Вейланда является построение полных картин Е/Н-полей, диаграмм обратного рассеяния; для метода моментов могут быть получены диаграммы обратного рассеяния; для асимптотического метода – направления преломления электромагнитных волн (лучи) и диаграммы обратного рассеяния. Таким образом, можно сделать вывод, что применение современных методов моделирования позволяет значительно повысить эффективность расчетов, а также провести расчет любой структуры, что невозможно с использованием аналитических методов.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенное исследование показывает, что применение методов моделирования ЭПР с использованием современных вычислительных систем позволяет достичь высокой точности и эффективности расчетов. Современные CAD-системы позволяют определить характеристики структур любой формы и любой сложности, при этом благодаря результатам и их графическому представлению возможно улучшение характеристик диаграмм обратного рассеяния. Полученные результаты показали, что для расчетов ЭПР крупных объектов наиболее эффективным и оптимальным методом является асимптотический метод, так как он предназначен для расчетов сложных структур, размеры которых значительно больше длины волны.

ЛИТЕРАТУРА

1. Wailand T. A. Discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields. // Electronics and Communications AEEU, 1977, Vol. 31, No. 3. – pp. 116-120.
2. Wellesley H. Integral Equation Solver For Military Applications. // Military Microwaves, 2009.
3. Peng P., Lixin G. A new shooting bouncing ray method for composite scattering from a target above the electrically large scope sea surface. // Hindawi, 2017. – 7 p.
4. Кобак В.О. Радиолокационные отражатели. М.: Сов. радио, 1975. – 248 с.
5. Денисов В.П. Радиотехнические системы: учеб. пособие для студентов радиотехнических специальностей высших учебных заведений / В.П. Денисов, Б.П. Дудко. Томск, 2012. – 334 с.

REFERENCES

1. Wailand T. A. Discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields. // Electronics and Communications AEEU, 1977, Vol. 31, No. 3. – pp. 116-120.
2. Wellesley H. Integral Equation Solver For Military Applications. // Military Microwaves, 2009.
3. Peng P., Lixin G. A new shooting bouncing ray method for composite scattering from a target above the electrically large scope sea surface. // Hindawi, 2017. – 7 p.
4. Kobak V.O. radar reflectors. M.: Sov. radio, 1975. – 248 p.
5. Denisov V.P. Radio engineering systems: textbook. manual for students of radio engineering specialties of higher educational institutions / V.P. Denisov, B.P. Dudko. Tomsk, 2012. – 334 p.

ПРОГНОЗ ДАЛЬНЕГО ТРОПОСФЕРНОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РЕКОМЕНДАЦИЙ МЕЖДУНАРОДНОГО СОЮЗА ЭЛЕКТРОСВЯЗИ

В.В. Ахияров^{1,2}

¹ОАО НПК НИИ Дальней Радиосвязи (ОАО НПК НИИДАР), Москва, Россия

²Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
(ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН), Москва, Россия

Аннотация. В работе установлена связь дисперсии флюктуаций показателя преломления σ_n^2 с метеорологическими параметрами. Получен высотный профиль дисперсии флюктуаций для стандартной модели атмосферы. С использованием полученных оценок σ_n^2 выполнены расчеты напряженности поля при дальнем тропосферном распространении радиоволн. Показано, что с учетом тропосферного рассеяния дальность прогноза напряженности поля вблизи земли можно увеличить примерно в десять раз.

Ключевые слова: рекомендации Международного Союза Электросвязи, дисперсия флюктуаций показателя преломления, стандартная модель атмосферы, тропосферное рассеяние.

FORCAST OF LONG-RANGE TROPOSPHERIC RADIO WAVE PROPAGATION USING THE RECOMMENDATION OF INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION

V. V. Akhiyarov^{1, 2}

¹Scientific and Research Institute for Long-Distance Radio Communications (SRI for LDRC),
Moscow, Russia

²Kotelnikov Institute of radioelectronics and electronics of RAS (Kotelnikov IRE of RAS),
Moscow, Russia

Abstract. The paper estimates the dispersion of refractive index fluctuations for the standard atmospheric model. It is shown that the values σ_n^2 change from $\sim 10^{-14}$ near the ground to a maximum value $\sim 10^{-12}$ at an altitude ~ 1 km. With further increase in altitude, the dispersion of fluctuations decreases. Using these estimates, we calculated the field strength for long-range tropospheric propagation of radio waves.

Keywords: recommendations of the International Telecommunication Union, dispersion of refractive index fluctuations, standard atmospheric model, tropospheric scattering.

1. ВВЕДЕНИЕ

Известно, что теория дифракции радиоволн УКВ диапазона справедлива до дальности дифракционного горизонта, который при не слишком большой высоте корреспондирующих пунктов имеет протяженность всего несколько десятков километров [1, 2]. За пределами дифракционного горизонта напряженность поля превышает расчетные значения вследствие рассеяния радиоволн в турбулентной атмосфере.

В [3] была сделана попытка оценить влияние атмосферной турбулентности на распространение радиоволн за пределами дифракционного горизонта. При этом

численные расчеты выполнялись методом параболического уравнения, а для моделирования турбулентности использовалась аппроксимация случайных флуктуаций показателя \tilde{n} преломления равномерным законом распределения [4].

Далее был реализован более адекватный алгоритм формирования случайной реализации флуктуаций \tilde{n} : белый гауссовский шум пропускался через формирующий фильтр, импульсная характеристика которого определялась требуемой корреляционной функцией случайного процесса [5, 6]. Результаты расчетов напряженности поля сравнивались с рекомендованными Международным Союзом Электросвязи (МСЭ) значениями [7]. Было показано, что учет флуктуаций показателя преломления позволяет увеличить дальность прогноза напряженности поля вблизи земли примерно в четыре раза [5]. Также по результатам исследований было получено, что результаты моделирования дальнего тропосферного распространения радиоволн (ДТР) вблизи земли практически не зависят от выбора спектральной модели атмосферной турбулентности и ее внешнего масштаба L_0 . Единственным параметром, который существенно влияет на результаты моделирования, является дисперсия флуктуаций показателя преломления σ_n^2 . В [8] дана оценка дисперсии флуктуаций $\sigma_n^2 = 10^{-12}$, именно это значение и использовалось при моделировании. В данной работе получена оценка σ_n^2 для стандартной модели атмосферы и представлены результаты моделирования ДТР методом параболического уравнения при использовании различного числа узлов сетки по высоте.

2. ОЦЕНКА ДИСПЕРСИИ ФЛУКТУАЦИЙ ДЛЯ СТАНДАРТНОЙ МОДЕЛИ АТМОСФЕРЫ

Одним из основных параметров, необходимых для количественной оценки атмосферной турбулентности, является квадрат структурной функции показателя преломления C_n^2 , который связан с дисперсией флуктуаций σ_n^2 и внешним масштабом атмосферной турбулентности L_0 [8]:

$$C_n^2 = 1,91 \sigma_n^2 L_0^{-2/3}. \quad (1)$$

Видно, что C_n^2 не зависит от метеорологических параметров (температуры, давления и влажности), однако, такая связь существует и впервые она была получена В.И. Татарским [9]:

$$C_n^2(h) = \alpha M(h)^2 L_0(h)^{4/3}, \quad (2)$$

где $\alpha \approx 2,8$ – константа,

$$M(h) = \left(\frac{dN}{d\theta} \frac{d\theta}{dh} + \frac{dN}{dq} \frac{dq}{dh} \right) 10^6. \quad (3)$$

В (3) использованы обозначения: $N(h) = (n(h) - 1)10^6$, $n(h)$ – высотная зависимость показателя преломления атмосферы, θ – потенциальная температура ($^{\circ}\text{K}$), q – концентрация водяного пара (отношение массы водяного пара в единице объема к массе влажного воздуха в этом объеме):

$$\theta = T \cdot (p_0/p)^{0,286}, \quad (4)$$

$$q = \frac{e}{1,61p}, \quad (5)$$

где T – абсолютная температура ($^{\circ}\text{K}$) и p – давление (мбар) на высоте h , $p_0 = 1013$ мбар – давление на уровне земли, e – давление водяного пара (мбар).

Из (3) следует выражение:

$$M(h) = -\frac{77,6 \cdot 10^{-6} p}{T} \frac{d \ln \theta}{dh} \left(1 + \frac{15500 q}{T} - \frac{15500}{2T} \frac{dq/dh}{d \ln \theta / dh} \right), \quad (6)$$

которое используется для определения высотного профиля $M(h)$.

Зависимости температуры, атмосферного давления и давления водяных паров на высотах $h < 11$ км для стандартной модели атмосферы определяются в соответствии с рекомендациями Международного Союза Электросвязи [10]:

$$T(h') = 288,15 - 6,5h', \quad (7)$$

$$p(h') = 1013,25 \left[\frac{288,15}{288,15 - 6,5h'} \right]^{34,1632/6,5}. \quad (8)$$

Отметим, что в (7) и (8) температуре и давлению соответствует геопотенциальная высота h' (км), которая связана с геометрической высотой h (км) следующим образом:

$$h' = \frac{6356,766h}{6356,766 + h}. \quad (9)$$

Для определения концентрации водяного пара необходимо вычислить его давление:

$$e(h) = \frac{\rho(h)T(h)}{216,7}, \quad (10)$$

где $\rho(h)$ – плотность водяного пара ($\text{г}/\text{м}^3$):

$$\rho(h) = \rho_0 e^{-h/h_0}. \quad (11)$$

В (11) использованы обозначения: $\rho_0 = 7,5 \text{ г}/\text{м}^3$ – стандартное значение плотности водяных паров на уровне Земли, $h_0 = 2 \text{ км}$ – приведенная высота.

Отметим, что единственным источником влаги в атмосфере является водяной пар, который испаряется земной поверхностью. Интенсивность испарений зависит от температуры и влажности земли и прилегающего слоя воздуха, а также от ветра и турбулентного перемешивания различных слоев атмосферы. В таблице 1 представлены результаты измеренных значений температуры и давления насыщенного водяного пара, т.е. его максимально возможного давления при данной температуре [11]. Видно, что роль влажности при вычислении $M(h)$ увеличивается с ростом температуры.

Таблица 1. Связь температуры и давления насыщенного водяного пара

$T, ^\circ\text{C}$	-30	-20	-10	0	+10	+20	+30
$e, \text{мбар}$	0,51	1,25	2,86	6,11	12,27	23,37	42,43

Приравнивая правые части в (1) и (2) получим оценку дисперсии флуктуаций:

$$\sigma_n^2(h) = 1,47 M(h)^2 L_0(h)^2 \quad (12)$$

Неизвестным параметром в правой части (12) является высотный профиль внешнего масштаба атмосферной турбулентности $L_0(h)$, который определим по модели [12]:

$$L_0(h) = \begin{cases} 0,4, & h \leq 1 \text{ м} \\ 0,4h, & 1 \text{ м} < h \leq 25 \text{ м} \\ 2\sqrt{h}, & h > 25 \text{ м.} \end{cases} \quad (13)$$

Отметим, что (13) соответствует известным представлениям об изменении внешнего масштаба с высотой: вблизи земли $L_0(h)$ линейно увеличивается, а на

верхней границе тропосферы $L_0(10 \text{ км}) = 200 \text{ м}$. Результаты расчетов дисперсии флюктуаций по (12) с использованием (13) представлены на рис.1 (сплошная линия).

Видно, что в нижнем слое тропосферы наблюдается увеличение дисперсии флюктуаций с высотой, максимальное значение $\sigma_n^2 \approx 1,3 \cdot 10^{-12}$ примерно соответствует оценке, которая дана в [8]. Вблизи земли при изменении высоты на порядок (от 1 м до 10 м) дисперсия σ_n^2 увеличивается на два порядка (от $10^{-16} \text{ м}^{-2/3}$ до $10^{-14} \text{ м}^{-2/3}$). В то же время теория Колмогорова и ее (далее развитие) справедлива для турбулентности в свободном пространстве. При наличии внешней границы (в данном случае – поверхности земли) используется теория турбулентного пограничного слоя [13], которая не имеет ничего общего с теорией Колмогорова.

Если судить по модели (13), влиянием земли можно пренебречь при $h > 25 \text{ м}$. Без учета влияния земли зависимость $L_0(h) = 2\sqrt{h}$ должна быть справедлива и на меньших высотах (штриховая линия на рис.1).

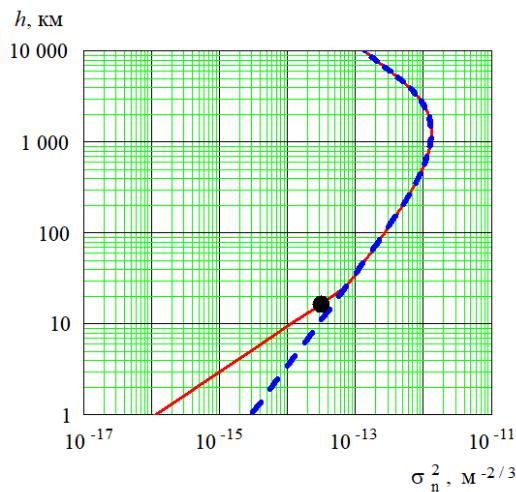


Рис. 1. Высотные профили $\sigma_n^2(h)$. Сплошная линия – расчеты по модели (13), штриховая линия – $L_0(h) = 2\sqrt{h}$, точка – $\sigma_n^2 = 3,1 \cdot 10^{-14}$ на высоте $h_0 \approx 16,5 \text{ м}$.

Для квадрата структурной функции показателя преломления у земной поверхности известно рекомендованное МСЭ [14] значение $C_n^2 = 1,7 \cdot 10^{-14} \text{ м}^{-2/3}$, для которого с использованием (2) можно определить внешний масштаб турбулентности:

$$L_0(h_0) = \left(\frac{C_n^2}{2,8M(h_0)^2} \right)^{3/4}, \quad (14)$$

где h_0 соответствует высоте, на которой $C_n^2(h_0) = 1,7 \cdot 10^{-14} \text{ м}^{-2/3}$. Расчеты по (14) дают $L_0(h_0) \approx 6,6 \text{ м}$ (поскольку в области малых высот $M(h_0) \approx M(0)$, правую часть (14) можно считать не зависящей от h_0). Полученному значению внешнего масштаба в модели (13) соответствует высота $h_0 \approx 16,5 \text{ м}$ (круглая точка на рис.1). Расчеты по (12) при $h = h_0$ дают дисперсию флюктуаций вблизи земли $\sigma_n^2 = 3,1 \cdot 10^{-14}$, которая соответствует рекомендованному МСЭ значению $C_n^2(h_0) = 1,7 \cdot 10^{-14} \text{ м}^{-2/3}$. Результаты, представленные на рис.1, свидетельствуют о том, что для стандартной модели атмосферы, начиная с высоты $\sim 10 \text{ м}$, дисперсия флюктуаций σ_n^2 лежит в пределах $10^{-14} \dots 10^{-12}$. Поэтому можно считать, что при изменении высоты от $\sim 10 \text{ м}$ до $\sim 1 \text{ км}$

среднее значение дисперсии флюктуаций $\sigma_n^2 = 10^{-13}$. Полученную оценку будем использовать при моделировании дальнего тропосферного распространения радиоволн.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ДАЛЬНЕГО ТРОПОСФЕРНОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН

Для того, чтобы полученные методом ПУ результаты можно было сравнить с рекомендованными МСЭ кривыми, все расчеты напряженности поля, представленные в данной работе, выполнялись для полуволнового диполя, который излучает мощность 1 кВт на частоте 100 МГц (длина волны – 3 м). Алгоритм расчета и особенности, связанные с использованием метода ПУ, в данной работе не рассматриваются, все подробности можно найти в [15, 16, 17, 18]. Отметим только, что точность, которую можно достигнуть при использовании метода ПУ на больших дальностях, напрямую связана с толщиной поглощающего слоя (ограничение области расчетов) и размером преобразования Фурье (выбор шага сетки по высоте). В [19] для расчетов использовался размер преобразования $N = 4096$ и дисперсия флюктуаций $\sigma_n^2 = 10^{-12}$. На рис.2 представлены результаты, полученные при данных значениях N и σ_n^2 , высота источника – $h_1 = 10$ м, высота точки наблюдения – $h_2 = 10$ м и $h_2 = 150$ м. Отметим, что нижняя кривая соответствует результатам, представленным в [19].

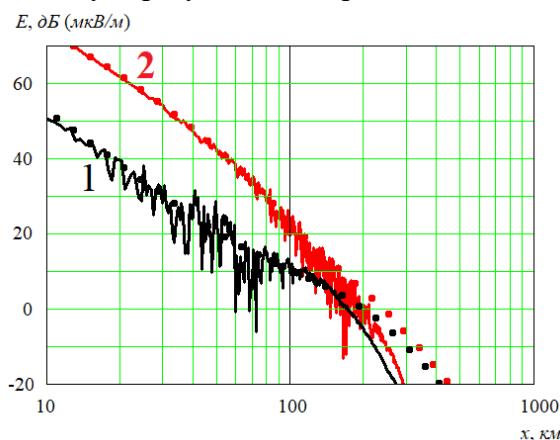


Рис. 2. Дистанционные зависимости напряженности поля.
Сплошные кривые – расчеты методом ПУ с учетом флюктуаций \tilde{n} ,
пунктир – рекомендованные МСЭ кривые. 1 – $h_2 = 10$ м, 2 – $h_2 = 150$ м.

Отсутствие флюктуаций на больших дальностях (более 200 км) объясняется тем, что для увеличения точности расчетов пришлось использовать очень широкое весовое окно (проверка точности метода ПУ выполнялась без учета флюктуаций \tilde{n} путем сравнения с известным решением задачи дифракции на выпуклости земного шара). Поскольку на каждом шаге численного решения выполняется свертка текущего распределения поля с передаточной функцией слоя пространства, при использовании широкого весового окна основная часть флюктуаций подавляется вместе с полем. Поэтому для увеличения точности вычислений размер преобразования Фурье необходимо увеличивать.

На рис. 3 представлены результаты расчетов напряженности поля, полученные с учетом (сплошная кривая) и без учета (штриховая кривая) флюктуаций показателя преломления при $h_1 = h_2 = 10$ м, пунктиром показана рекомендованная МСЭ кривая. Для повышения точности расчетов размер преобразования Фурье увеличен до

$N = 16384$, дисперсия флуктуаций выбрана равной $\sigma_n^2 = 10^{-13}$. Видно, что при увеличении числа узлов сетки по высоте в четыре раза дальность прогноза напряженности поля возрастает до ~ 400 км, т.е. примерно на порядок по сравнению со случаем отсутствия флуктуаций. Для несложного вычислительного алгоритма, который используется при решении ПУ, это можно считать очень хорошим результатом.

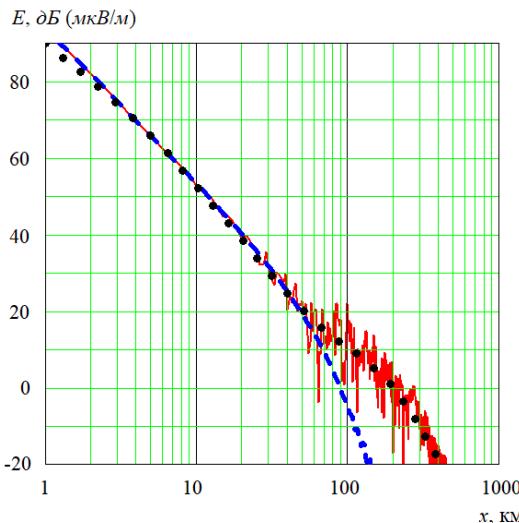


Рис. 3. Дистанционные зависимости напряженности поля.
Сплошная кривая – расчеты с учетом флуктуаций показателя преломления,
штриховая кривая – вычисления без учета флуктуаций,
пунктир – рекомендованная МСЭ дистанционная зависимость.

Отметим, что штриховая кривая на рис.3 соответствует расчетам по дифракционной теории, т.е. решению задачи дифракции на выпуклости земного шара. Очевидно, что в УКВ диапазоне существенное влияние на напряженность поля оказывают неровности рельефа. В то же время рекомендованная МСЭ пунктирная кривая на рис.3 является гладкой, поскольку она была получена в результате усреднения большого количества измерений. В [2] было показано, что расчеты по дифракционной теории с точностью до постоянного множителя соответствуют рекомендациям МСЭ до дальности дифракционного горизонта, который при малых высотах корреспондирующих пунктов не превышает несколько десятков километров [1]. Учет флуктуаций показателя преломления позволяет существенно повысить дальность прогноза напряженности поля вблизи земли.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе получена высотная зависимость дисперсии флуктуаций $\sigma_n^2(h)$ для стандартной модели атмосферы и оценка дисперсии флуктуаций вблизи земли $\sigma_n^2 = 3,1 \cdot 10^{-14}$, которая соответствует рекомендованному МСЭ значению $C_n^2 = 1,7 \cdot 10^{-14} m^{-2/3}$. Сравнительный анализ представленных на рис.2 и рис.3 результатов показывает, что для вычисления напряженности поля на большой дальности необходимо выбирать размер преобразования Фурье не менее $N = 16384$. В этом случае для среднего значения дисперсии флуктуаций $\sigma_n^2 = 10^{-13}$ в диапазоне высот от 10 м до 1 км дальность прогноза напряженности поля можно увеличить примерно на порядок по сравнению со случаем отсутствия флуктуаций.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ахияров В.В. Дифракция метровых и дециметровых радиоволн над земной поверхностью // Электромагнитные волны и электронные системы, 2006, Т. 11, № 9. - С.28-32.
2. Ахияров В.В. Распространение и рассеяние радиоволн // Успехи современной радиоэлектроники, 2008, № 12. - С.3-25.
3. Ахияров В.В. Вычисление множителя ослабления вблизи земли с учетом тропосферного рассеяния // Сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2021, Т. 3. - С.193-199.
4. Hitney H.V. A Practical Tropospheric Scatter Model Using the Parabolic Equation // IEEE Transaction on Antennas and Propagation, 1993, Vol. 41, No 7. - Pp. 905-909.
5. Ахияров В.В. Численное решение задачи рассеяния на статистически неровной поверхности // Успехи современной радиоэлектроники, 2012, № 5. – С. 3-14.
6. Ахияров В.В. Рассеяние на статистически неровной поверхности с произвольными корреляционными свойствами // Журнал радиоэлектроники, 2012, № 2. <http://jre.cplire.ru/jre/feb12/2/text.pdf>.
7. Рекомендация МСЭ-R Р.1546-6. https://itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.1546-6-201908-I!!PDF-R.pdf.
8. Исимару А. Распространение и рассеяние волн в случайно-неоднородных средах. Том 2. Многократное рассеяние, турбулентность, шероховатые поверхности и дистанционное зондирование. М.: Мир, 1981. - 318 с.
9. Татарский В.И. Распространение радиоволн в турбулентной атмосфере. М.: Наука, 1967. - 548 с.
10. Рекомендация МСЭ-R Р.835-6. https://itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.835-6-201712-I!!PDF-R.pdf.
11. Михеев Л.Т. Курс общей метеорологии. Физика атмосферы. Л.: Гидрометеоиздат, 1984. - 752 с.
12. Lukin V.P., Nosov E.V., Fortes B.V. The Efficient Outer Scale of Atmospheric Turbulence // Atmos. Oceanic Opt, 1997, Vol. 10, No. 2. - Pp. 100-106.
13. Лойцянский Л.Г. Механика жидкости и газа. М.: Дрофа, 2003. - 840 с.
14. Recommendation ITU-R P.1621-2. https://itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.1621-2-201507-I!!PDF-E.pdf.
15. Ахияров В.В. Метод параболического уравнения в теории дифракции // Успехи современной радиоэлектроники, 2010, № 9. - С. 72-80.
16. Ахияров В.В., Чернавский С.В. Использование численных методов для изучения условий распространения радиоволн // Радиотехника, 2011, № 10. - С. 101-110.
17. Ахияров В.В. Вычисление множителя ослабления над земной поверхностью методом параболического уравнения // Журнал радиоэлектроники, 2012, № 1. <http://jre.cplire.ru/jre/jan12/16/text.pdf>.
18. Ахияров В.В. Решение задач дифракции методом параболического уравнения // Электромагнитные волны и электронные системы, 2012, № 11. - С.24-30.
19. Ахияров В.В. Моделирование дальнего тропосферного распространения радиоволн методом параболического уравнения // Журнал радиоэлектроники, 2022, № 1. <http://jre.cplire.ru/jre/jan22/6/text.pdf>.

REFERENCES

1. Akhiyarov V.V. Diffraction of the VHF and UHF radiowaves above the earth's surface // Electromagnetic waves and electronic systems, 2006, Vol. 11, No. 9. – Pp. 28-32.

2. Akhiyarov V.V. The Radio Waves Propagation and Scattering // Achievements of modern radioelectronics, 2008, No. 12. – Pp. 3-25.
3. Akhiyarov V.V. Calculation of the attenuation factor near terrain taking into account tropospheric scattering // Proceeding of XXVII International conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2021, Vol. 3. – Pp.193-199.
4. Hitney H.V. A Practical Tropospheric Scatter Model Using the Parabolic Equation // IEEE Transaction on Antennas and Propagation, 1993, Vol. 41, No 7. - Pp. 905-909.
5. Akhiyarov V.V. Numerical Solution of Scattering from Random Rough Surface // Achievements of modern radioelectronics, 2012, No. 5 – Pp. 3-14.
6. Akhiyarov V.V. Scattering from statistically rough surface with arbitrary correlation properties // Journal of Radioelectronics. <http://jre.cplire.ru/jre/feb12/2/text.html>, 15.01.2019.
7. Recommendation ITU-R P.1546-6. Method for point-to-area predictions for terrestrial services in the frequency range 30 MHz to 4 000 MHz.
https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.1546-6-201908-I!!PDF-E.pdf.
8. Ishimaru A. Wave Propagation and Scattering in Random Media. Volume 2: Multiple scattering, turbulence, rough surfaces, and remote-sensing. Academic Press, 1978. - 339 p.
9. Tatarskij V.I. Wave propagation in turbulent media. Moscow, Nauka. 1967. - 548 p.
10. Recommendation ITU-R P.835-6. https://itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.835-6-201712-I!!PDF-R.pdf.
11. Михеев Л.Т. Course in General Meteorology. Physics of the Atmosphere. L.: Gidrometeoizdat, 1984. - 752 p.
12. Lukin V.P., Nosov E.V., Fortes B.V. The Efficient Outer Scale of Atmospheric Turbulence // Atmos. Oceanic Opt, 1997, Vol. 10, No. 2. - Pp. 100-106.
13. Lojcjanskii Л.Л.Г. Fluid and Gas Mechanics. M.: Drofa, 2003. - 840 p.
14. Recommendation ITU-R P.1621-2. https://itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.1621-2-201507-I!!PDF-E.pdf.
15. Akhiyarov V.V. Parabolic Equation Method in the Diffraction Theory // Achievements of modern radioelectronics, 2010, No. 9. - Pp. 72-80.
16. Akhiyarov V.V., Chernavskiy S.V. Usage of Numerical Methods for the Radio Waves Propagation Studying // Radioengineering, 2011, No. 10. – Pp. 100-110.
17. Akhiyarov V.V. Path loss prediction over irregular terrains based on parabolic equation // Journal of Radio Electronics, 2012, №1. <http://jre.cplire.ru/jre/jan12/16/text.pdf>.
18. Akhiyarov V.V. Solving diffraction problems by parabolic equation method // Electromagnetic waves and electronic systems, 2012, No. 11. – Pp. 24-30.
19. Akhiyarov V.V. Modeling of tropospheric radio wave propagation by the parabolic equation method // Journal of Radio Electronics, 2022, No. 1.
<http://jre.cplire.ru/jre/jan22/6/text.pdf>.

РАСПРОСТРАНЕНИЕ СУПЕРГАУССОВСКОГО РАДИОИМПУЛЬСА В РЕЗОНАНСНО-ПОГЛОЩАЮЩЕЙ СРЕДЕ

Г.М. Стрелков, Ю.С. Худышев

Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова
Российской академии наук (ФИРЭ РАН), Фрязино, Россия

Аннотация. На основе непосредственного вычисления (без введения упрощающих допущений и преобразований) интеграла Фурье выполнен анализ характера и особенностей деформации наносекундного радиоимпульса с супергауссовской огибающей и энергетическим спектром, принадлежащим занимаемому спектральной линией частотному интервалу, в резонансно-поглощающей газовой среде. Импульс распространяется по приземной трассе, резонансное поглощение обусловлено сильной спектральной линией водяного пара с частотой 988,2 ГГц, а его взаимодействие со средой описывается моделью Друде-Лоренца. Установлено, что в случае супергауссовского импульса следует ожидать принципиального изменения характера искажений по сравнению с гауссовским импульсом. В частности, показано, что с увеличением оптической глубины трассы супергауссовский импульс постепенно трансформируется к виду совокупности двух подимпульсов, разделенных по временной оси, тогда как распада гауссовского импульса при прочих равных условиях не происходит. Показано также, что первое приближение теории дисперсии не обеспечивает описания всей совокупности характеристик импульсного поля, регистрируемого на приемном конце трассы, и, следовательно, выводы многочисленных публикаций о возможности или обнаружении эффекта «сверхсветовой» скорости распространения не адекватны. Иначе: указанного эффекта интеграл Фурье не содержит.

Ключевые слова: резонансно-поглощающая среда, супергауссовский импульс, «сверхсветовая» скорость, интеграл Фурье, модель Друде-Лоренца.

PROPAGATION OF A SUPER-GAUSSIAN RADIO WAVE PULSE IN A RESONANTLY ABSORBING MEDIUM

G.M. Strelkov, Yu.S. Khudyshev

Fryazino branch of the Kotel'nikov Institute of Radio-engineering and Electronics
of RAS (FIRE RAS), Fryazino, Russia

Abstract. Based on the direct calculation (without the introduction of simplifying assumptions and transformations) of the Fourier integral, an analysis was made of the nature and features of the deformation of a nanosecond radio pulse with a super-Gaussian envelope and an energy spectrum belonging to the frequency interval occupied by the spectral line in a resonantly absorbing gaseous medium. The pulse propagates along the near-ground path, the resonant absorption is due to the strong spectral line of water vapor with a frequency of 988,2 GHz, and its interaction with the medium is described by the Drude-Lorentz model. It has been established that in the case of a super-Gaussian pulse one should expect a significant change in the nature of distortions in comparison with a Gaussian pulse. In particular, it is shown that, with increasing optical path depth, the super-Gaussian pulse gradually transforms to the form of a set of two sub-pulses separated along the time axis, while the separation of the Gaussian pulse does not occur, all other conditions being equal. It is also shown that the first approximation of the dispersion theory does not provide a description of the entire set of characteristics of the pulsed field recorded at the receiving end of the path, and, therefore, the conclusions of numerous publications about the possibility or detection of the effect of

"superluminal" propagation velocity are not adequate. Otherwise: the Fourier integral does not contain the indicated effect.

Keywords: resonantly absorbing medium, super-Gaussian pulse, «superluminal» velocity, Fourier integral, Drude-Lorentz model.

1. ВВЕДЕНИЕ

Характерной особенностью описания распространения радиосигналов в резонансно-поглощающей атмосфере является необходимость адекватного учета частотных зависимостей ее характеристик, в частности, в случаях, когда несущая сигнала близка или совпадает с резонансной частотой изолированной спектральной линии одной из малых газовых составляющих воздушной среды. В рамках спектральных представлений такой учет естественно выполняется при описании процесса распространения на основе интеграла Фурье [1]. Однако его вычисление практически всегда предваряется теми или иными упрощениями подынтегрального выражения, относящимися как к спектру излучаемого импульса, так и к т.н. фазовой функции, описывающей набег фазы и поглощение формирующих спектр гармоник на трассе. При этом адекватность вводимых упрощений не обосновывается и их возможное влияние на получаемые результаты априори полагается незначительным, что в действительности совсем неочевидно.

К анализу дисперсионных искажений электромагнитных импульсов часто привлекается первое приближение теории дисперсии (см., напр., [1]), в рамках которого сформировано понятие групповой скорости распространения импульса и, в том числе, обосновывается возможность его распространения со сверхсветовыми скоростями (см., напр., [2 – 5]). При этом со всей определенностью следует сказать, что первое приближение не есть метод вычисления интеграла Фурье, но только метод его оценки при существенных ограничениях, накладываемых на параметры среды и импульса. Основным среди них является условие, что несущая частота поступающего в среду импульса совпадает с резонансной частотой спектральной линии, а его амплитудный спектр находится в пределах занимаемого линией частотного интервала.

Наряду с широко используемым в задачах распространения электромагнитных импульсов в диспергирующих средах гауссовским импульсом, интерес также представляет супергауссовский импульс за счет более широкого спектра и наличия большого количества спектральных составляющих, интерференция которых приводит к сложной картине деформации импульса (см., напр., [6, 7]).

Цель настоящего доклада – при выполнении основного условия применимости первого приближения теории дисперсии рассмотреть возможные особенности прохождения сверхкороткого супергауссовского импульса через слой резонансно-поглощающей среды и оценить соответствие полученных результатов гипотезе «сверхсветового» распространения.

2. ДЕФОРМИРОВАННАЯ ОГИБАЮЩАЯ И ЕЁ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Напряженность поля излучаемого супергауссовского радиоимпульса представим как

$$\tilde{E}(0; t) = A_0 \exp\left(i \omega' t - |t/t_{\text{и}}|^{2n}\right) = \tilde{A}(0; t) \exp(i \omega' t) \quad (1)$$

($\omega' = 2\pi f'$; f' – несущая частота; A_0 и $t_{\text{и}}$ – «высота» и характерная длительность импульса; t – время; $\tilde{A}(0; t)$ – начальная комплексная огибающая); n – степень крутизны фронта импульса, или параметр супергауссности, $n > 1$. При $n = 2$ и

$A_0=0,8099$ энергия $E_u=t_u$. В соответствии с правилом Рэлея [8] энергия спектра импульса также равна E_u .

Напряженность поля излучения, регистрируемого на приемном конце трассы, имеет вид [1]:

$$\tilde{E}(z;t) = \tilde{A}(z;t) \exp(i\omega't) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega) \cdot \exp\left(-i \frac{\omega}{c} \tilde{n}(\omega) z\right) \exp(i\omega t) d\omega, \quad (2)$$

($\tilde{n}(\omega)=n(\omega)-ik(\omega)$ – комплексный показатель преломления среды, $\tilde{S}(\omega)$ – комплексный спектр излучаемого импульса, z – длина трассы, c – скорость света).

При описании взаимодействия излучения со средой моделью Друде-Лоренца (иначе, моделью ударного электрона) имеем [1]

$$\begin{aligned} \tilde{A}(\tau; t') &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}_A(\omega - \omega') \times \exp(i(\omega - \omega')t') \times \\ &\times \exp\left(-i\tau \frac{(\mathrm{d}\nu)f(\nu_p^2 - f^2)}{(\nu_p^2 - f^2)^2 + 4(\mathrm{d}\nu)^2 f^2} - \tau \frac{2(\mathrm{d}\nu)^2 f^2}{(\nu_p^2 - f^2)^2 + 4(\mathrm{d}\nu)^2 f^2}\right) d\omega = \quad (3) \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}_A(\omega - \omega') \times \exp(i(\omega - \omega')t') \times \exp\left(-i\Delta\Phi(f) - \frac{\tau(f)}{2}\right) d\omega. \end{aligned}$$

Здесь $t' = t - z/c$; $\tilde{S}_A(\omega - \omega')$ – комплексный спектр огибающей излучаемого импульса; ν_p – резонансная частота среды; $\mathrm{d}\nu$ – полуширина спектральной линии; τ – оптическая глубина трассы на частоте резонансного поглощения; $\Delta\Phi(f)$ – фазовый набег; $\tau(f)$ – частотный профиль оптической глубины трассы при заданном значении $\tau(\nu_p)$. Нижеследующие данные для огибающей $\tilde{A}(\tau; t')$ получены с применением формулы (3).

На рисунке 1, построенном применительно к приземной трассе и значениях параметров, принятых далее, совместно изображены величина $|\tilde{S}|^2$ (кривая 1), а также величины $\Delta\Phi(f)$ (кривая 2) и $\tau(f)$ (кривая 3) в пределах и окрестности спектральной линии атмосферного водяного пара с резонансной частотой $\nu_p = 988,2$ ГГц. Величины других

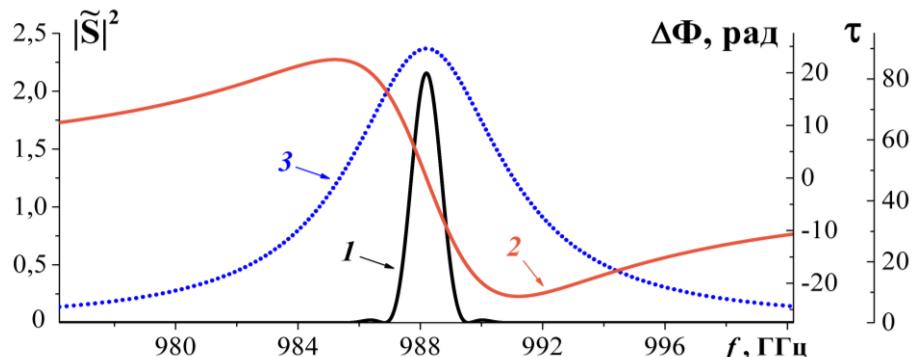


Рис.1. Энергетический спектр излучаемого супергауссовского импульса $|\tilde{S}|^2$ (1) и частотные зависимости фазового набега на трассе $\Delta\Phi(f)$ (2) и ее оптической глубины $\tau(f)$ (3) при $n = 2$; $A_0 = 0,8099$; $f' = 988,2$ ГГц,

$$\tau(\nu_p) = 90, \quad t_u = 4,0 \cdot 10^{-10} \text{ с и } \mathrm{d}\nu = 3,0 \text{ ГГц.}$$

параметров приведены в подписи. Заметим, что визуально спектр импульса заведомо находится в пределах частотного интервала с отрицательными значениями производной $\partial(\Delta\Phi)/\partial f$. Ширина спектральной линии равна здесь 6 ГГц, а среднеквадратическая ширина спектра – 0,476 ГГц. Кроме того, энергия спектра в пределах ширины резонансной линии составляет 99,99%. Таким образом, можно полагать, что условие применимости первого приближения теории дисперсии для рассмотренного импульса выполняется.

Рисунок 2 иллюстрирует характер деформации огибающей принимаемого импульса в зависимости от оптической глубины трассы. Каждый из фрагментов а...и рисунка содержит две кривые. Кривые 1 изображают собственно деформированную огибающую принимаемого импульса и кривые 2 – огибающую контрольного импульса с энергией, равной энергии принимаемого импульса, и невзаимодействующего со средой. Сопоставление кривых каждой пары позволяет визуально оценить величину и знак смещения огибающей принимаемого импульса по временной оси относительно излучаемого при указанном на поле фрагмента значении τ . При относительно малых величинах τ огибающая принимаемого импульса сохраняет форму, близкую к исходной, и смещается влево по временной оси относительно контрольной огибающей (рисунки 2а, 2б). Смещающаяся влево кривая не повторяет форму излучаемого импульса, как это следовало ожидать, основываясь на первом приближении теории дисперсии. Последующее увеличение τ приводит к постепенной трансформации кривых 1 к виду совокупности двух подимпульсов, разделенных по временной оси и состоящих из отдельных максимумов (рисунки 2ж – 2и), что принципиально отличается с характером искажений гауссовского импульса, распада которого с увеличением τ не происходит.

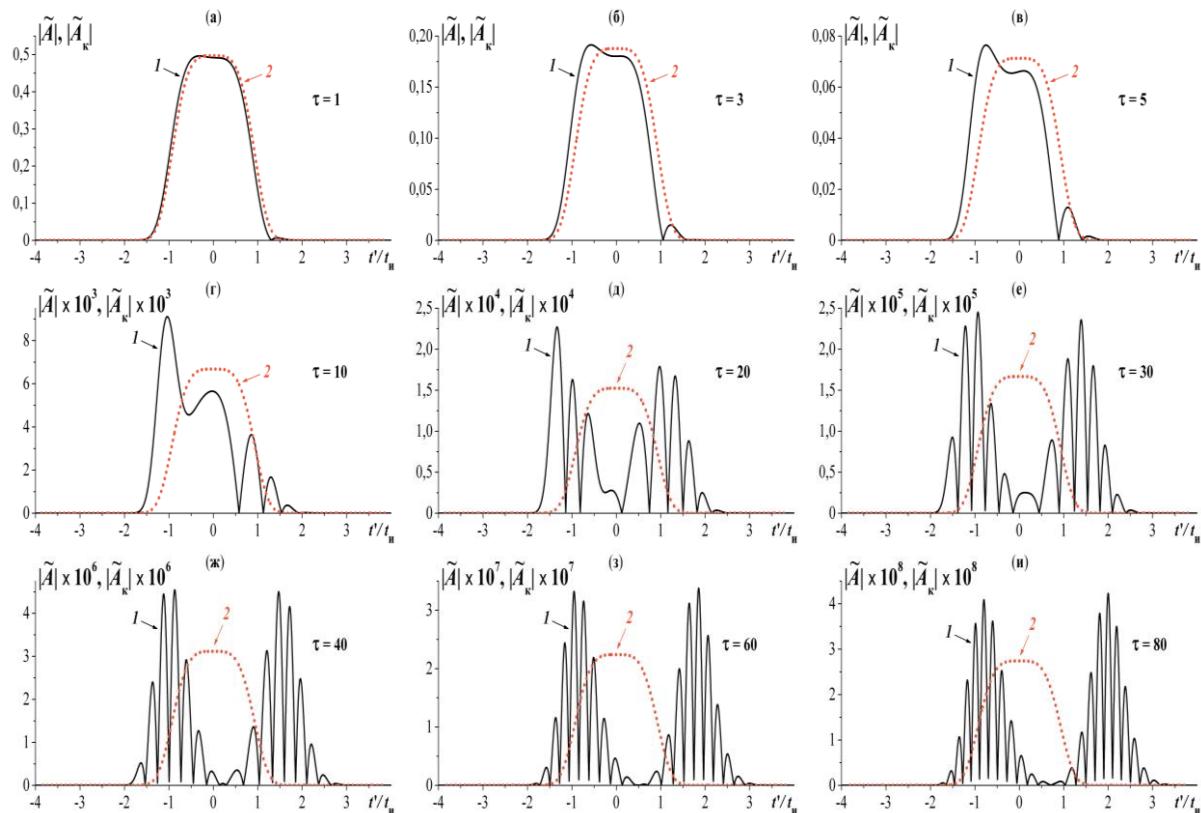


Рис. 2. Огибающие принимаемого $|\tilde{A}|$ (кривые 1) и контрольного $|\tilde{A}_k|$ (кривые 2) супергауссовского импульсов равной энергии при $n = 2$; $A_0 = 0,8099$; $f' = 988,2$ ГГц,

$$t_u = 4,0 \cdot 10^{-10} \text{ с и } d\nu = 3,0 \text{ ГГц.}$$

В рамках спектральных представлений интерпретацию описанной трансформации огибающих принимаемого сигнала позволяет дать рисунок 3. Каждый из его фрагментов также содержит две кривых, теперь изображающих амплитудные спектры принимаемого (кривые 1) и контрольного (кривые 2) импульсов. С увеличением τ вследствие частотного хода оптической глубины трассы в пределах ширины спектральной линии происходит постепенное разделение спектра принимаемого импульса на две выраженные части, представляющие собой крылья спектра и, в отличие от спектра гауссовского импульса, содержащие совокупность групп гармоник, расположенных слева и справа от резонансной частоты (см. рисунки 3ж – 3и). Осцилляции огибающей и ее распад на две части на рисунке 2, по-видимому, являются следствием интерференции полей, формируемых указанными группами гармоник. Заметим также, что для пар кривых 1 на рисунке 2 и 3 правило Рэлея выполняется с погрешностью, не превышающей $10^{-3}\%$.

На рисунках 4 и 5, как и на рисунках 2 и 3 изображены огибающие и амплитудные спектры принимаемого и контрольного импульсов, но уже при изменяющихся значениях параметра n и оптической глубине трассы $\tau = 90$. Как видно, начиная с $n = 2$ принимаемый импульс разделяется на два подимпульса и с дальнейшим увеличением n эта структура деформации сохраняется, при этом его энергия увеличивается за счет увеличения относительной энергии групп гармоник формирующих боковые максимумы спектра. Вопрос деформации гауссовского импульса ($n=1$) более подробно рассмотрен в [9].

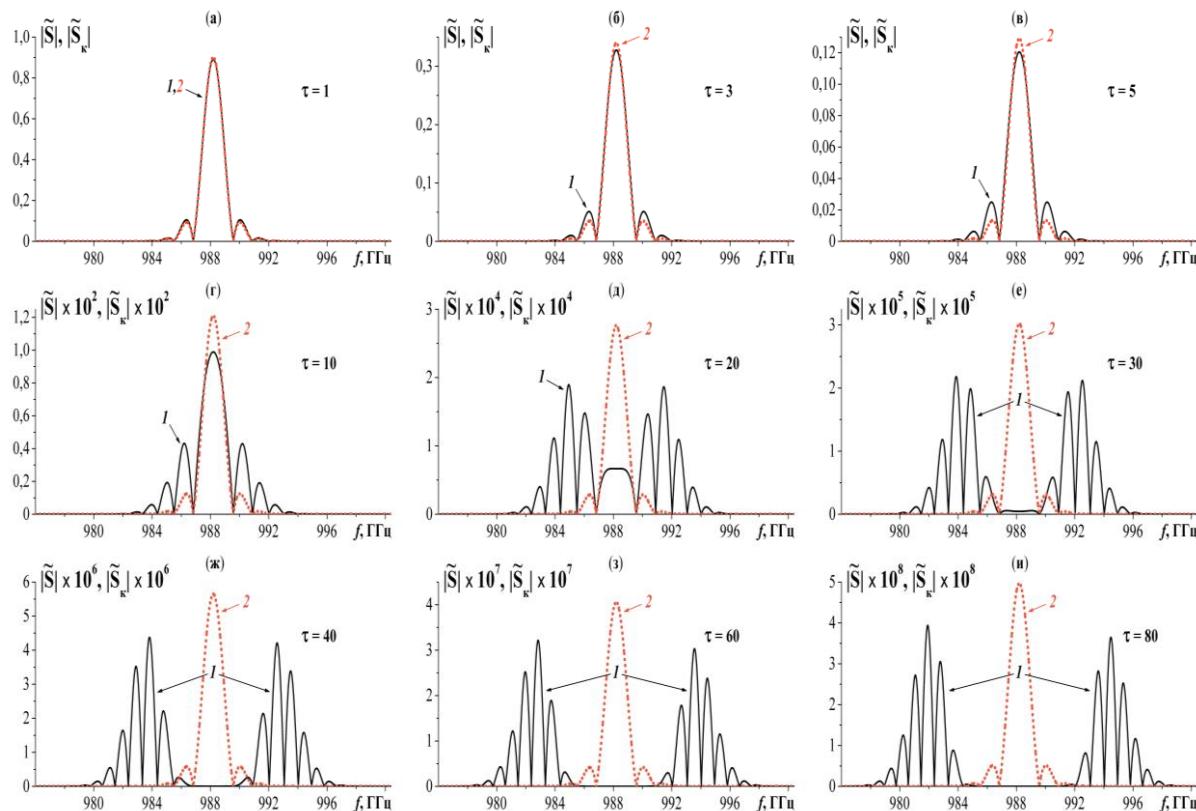


Рис. 3. Амплитудные спектры принимаемого $|\tilde{S}|$ (кривые 1) и контрольного $|\tilde{S}_k|$ (кривые 2) супергауссовского импульсов равной энергии при $n = 2$; $A_0 = 0,8099$; $f' = 988,2 \text{ ГГц}$, $t_{\text{и}} = 4,0 \cdot 10^{-10} \text{ с}$ и $d\nu = 3,0 \text{ ГГц}$.

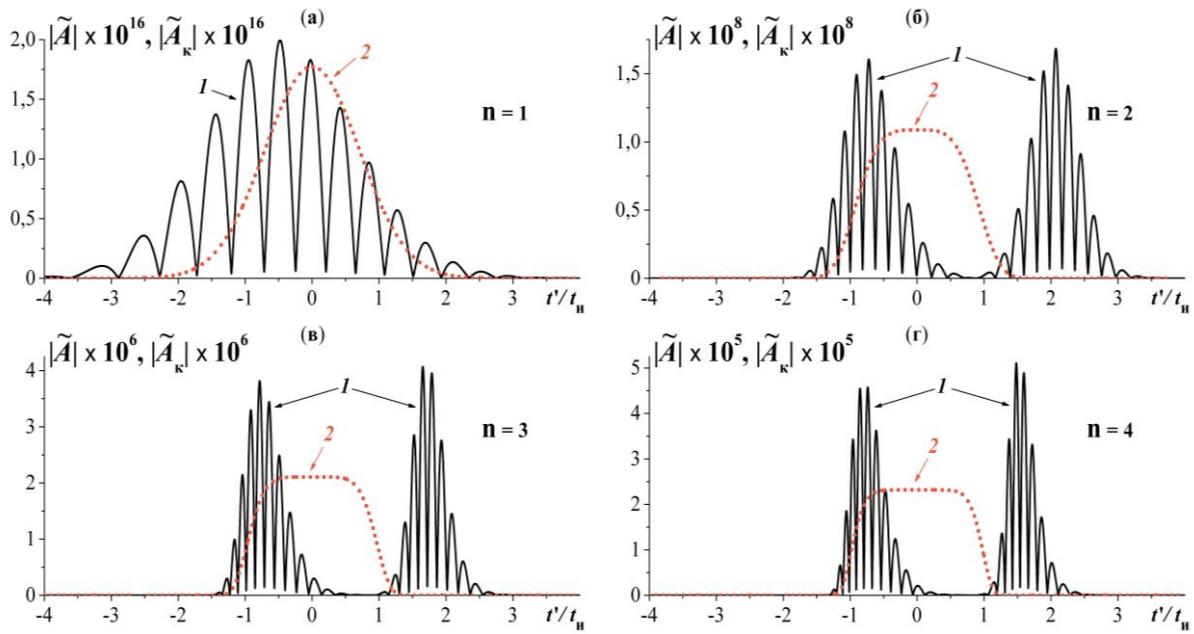


Рис. 4. Огибающие принимаемого $|\tilde{A}|$ (кривые 1) и контрольного $|\tilde{A}_k|$ (кривые 2) гауссовского (а) и супергауссовских (б – г) импульсов равной энергии при $n=1$ и $A_0=0,8932$ (а); $n=2$ и $A_0=0,8099$; (б); $n=3$ и $A_0=0,7778$ (в); $n=4$ и $A_0=0,7609$ (г); $f'=988,2$ ГГц, $\tau=90$, $t_u=4,0 \cdot 10^{-10}$ с, $d\nu=3,0$ ГГц.

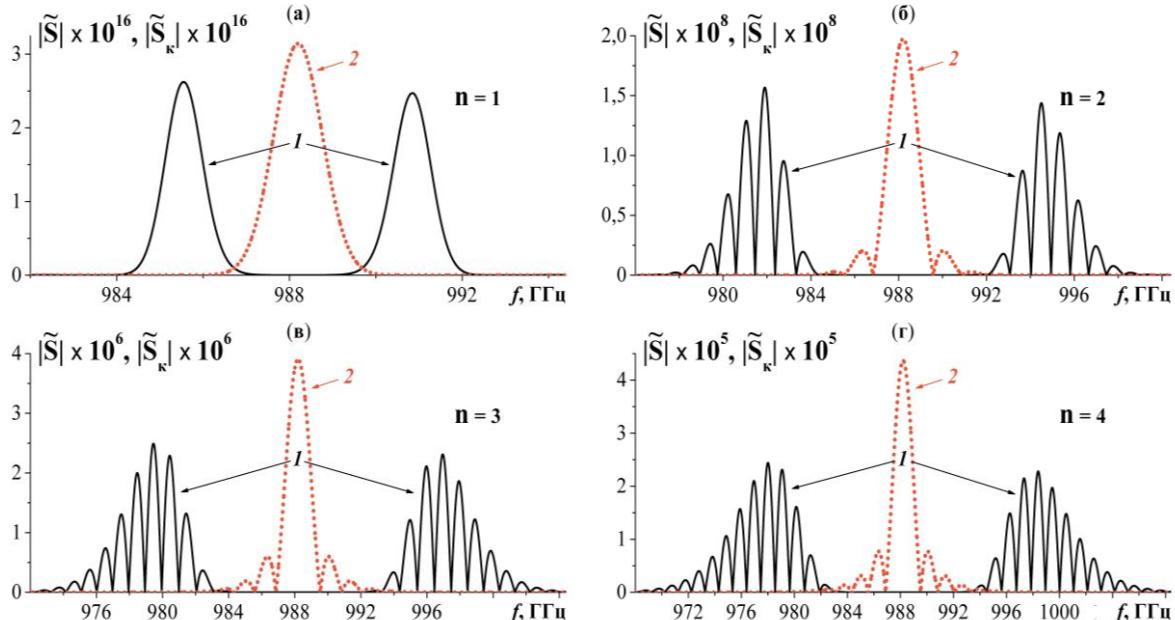


Рис. 5. Амплитудные спектры принимаемого $|\tilde{S}|$ (кривые 1) и контрольного $|\tilde{S}_k|$ (кривые 2) гауссовского (а) и супергауссовских (б – г) импульсов равной энергии. Параметры те же, что и на рис. 4.

Согласно первому приближению теории дисперсии, увеличение длины трассы не должно влиять на величины интегральных характеристик принимаемого импульса. Поэтому представляет интерес оценить их возможные вариации. Данные для центра тяжести $t_{\text{цт}}$ и среднеквадратической ширины Δt_u принимаемого импульса приведены на ри-

сунке 6 для супергауссовского импульса с параметрами, указанными на рисунке 2. Приводимые величины нормированы на t_i , так что $\bar{t}_{\text{ппт}} = t_{\text{ппт}} / t_i$ и $\Delta \bar{t}_i = \Delta t_i / t_i$.

$$t_{\text{ппт}}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} t' |\tilde{A}(\tau; t')|^2 dt' / \int_{-\infty}^{\infty} |\tilde{A}(\tau; t')|^2 dt' \quad (4);$$

$$\Delta t_i(\tau) = \left(\int_{-\infty}^{\infty} (t' - t_{\text{ппт}}(\tau))^2 |\tilde{A}(\tau; t')|^2 dt' / \int_{-\infty}^{\infty} |\tilde{A}(\tau; t')|^2 dt' \right)^{1/2} \quad (5).$$

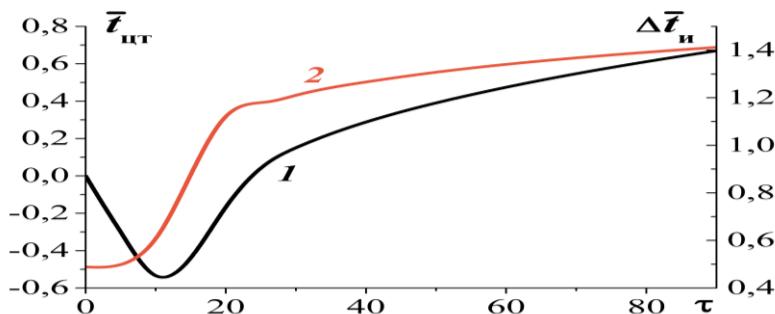


Рис. 6. Влияние оптической глубины трассы τ на величины центра тяжести $\bar{t}_{\text{ппт}}$ (кривая 1) и среднеквадратичной ширины принимаемого радиоимпульса $\Delta \bar{t}_i$ (кривая 2) для импульса с параметрами, указанными в подписи к рис. 2.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Приведены результаты теоретического анализа процесса прохождения супергауссовского радиоимпульса через слой резонансно-поглощающей среды. Показано, что с увеличением оптической глубины трассы супергауссовский импульс постепенно трансформируется к виду совокупности двух подимпульсов, разделенных по временной оси, тогда как распада гауссовского импульса при прочих равных условиях не происходит. Полученные результаты также показывают, что эффекта «сверхсветовой» скорости распространения интеграл Фурье не содержит.

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

ЛИТЕРАТУРА

1. Виноградова М.Б., Руденко О.В., Сухоруков А.П. Теория волн. М.: Наука. Физматлит, 1979. - 384 с.
2. Akulshin A.M., McLean R.J. Fast light in atomic media. // J.Opt, 2010. Vol. 12, 104001(11).
3. Withayachumnankul W., Fisher B.M., Ferguson B., Davis B.R., Abbott D. A systemized View of Superluminal Wave Propagation. // Proc.IEEE, 2010, 205910(12).
4. Boyd R.W. Slow and fast light: fundamentals and applications // J. Mod. Phys, 2009. Vol. 56. No. 18-19. - Pp. 1908-1915.
5. Macke B., Ségard B. On-resonance material fast light // Phys. Rev. A, 2018. Vol. 97. No 6. 063830(11).
6. Agrawal G. P. Nonlinear Fiber Optics, 6th Edition, 2019. Pp. 57-84.
7. Ахманов С. А., Выслouch В. А., Чиркин А. С. Оптика фемтосекундных лазерных импульсов. - М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1988. С. 27-33.
8. Харкевич А.А. Спектры и анализ. М.: Физматгиз, 1962. - 236 с.

9. Стрелков Г.М., Худышев Ю.С. Влияние оптической глубины трассы на огибающую гауссовского радиоимпульса в резонансно-поглощающей газовой среде. // XXVIII Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь». Сборник трудов. Воронеж: ВГУ. 2022. Т 5. С. 44-53.

REFERENCES

1. Vinogradova M.B., Rudenko O.V., Sukhorukov A.P. Wave theory. M.: Science. Fizmatlit. 1979. - 384 p.
2. Akulshin A.M., McLean R.J. Fast light in atomic media. // J.Opt, 2010. Vol. 12, 104001(11).
3. Withayachumnankul W., Fisher B.M., Ferguson B., Davis B.R., Abbott D. A systemized View of Superluminal Wave Propagation. // Proc.IEEE, 2010, 205910(12).
4. Boyd R.W. Slow and fast light: fundamentals and applications // J. Mod. Phys, 2009. Vol. 56. No. 18-19. - Pp. 1908-1915.
5. Macke B., Ségard B. On-resonance material fast light // Phys. Rev. A, 2018. Vol. 97. No 6. 063830(11).
6. Agrawal G. P. Nonlinear Fiber Optics, 6th Edition, 2019. Pp. 57-84.
7. Akhmanov S. A., Vysloukh V. A., Chirkin A. S. Optics of Femtosecond Laser Pulses. - M.: Science. Main edit. Fizmatlit, 1988. Pp. 27-33.
8. Kharkevich A.A. Spectra and analysis. M: Fizmatgiz, 1962. - 236 p.
9. Strelkov G.M., Khudyshev Yu.S. The influence of the optical path-s depth on the Gaussian radio wave pulse's envelope in resonantly absorbing gas medium. // XXVIII International Scientific and Technical Conference «Radar, Navigation, Communications». Collection of works. Voronezh: VGU. 2022. Vol 5. Pp. 44-53.

СИМУЛЯЦИЯ СВОЙСТВ МЕТАСТРУКТУР В ПАКЕТЕ ПРОГРАММ CST STUDIO

Мазинов А. С., Падалинский М. М., Болдырев Н. А., Старосек А. В., Григорьев Е. В.

Физико-технический институт, ФГАОУ ВО «Крымский федеральный университет им. В. И. Вернадского» (ФТИ КФУ), Симферополь, Российская Федерация

Аннотация. Плоские метаструктуры представляют собой искусственно созданные поверхности, состоящие из набора элементарных резонаторов, с помощью которых можно добиться отрицательной диэлектрической и магнитной проницаемости. Вследствие этого они являются перспективными ослабляющими покрытиями в микроволновом диапазоне. Аналитический расчет подобных структур является достаточно сложной задачей, не имеющей общего решения, что требует использования численных методов для анализа возможных конфигураций резонаторов и эффективной разработки метаструктурных покрытий. В данной работе проводится компьютерная симуляция в пакете CST Studio простой метаструктуры, состоящей из полосковых резонаторов, расположенных в шахматном порядке на диэлектрической поверхности. Исследования проводились на трех характерных частотах, обнаруженных в ходе экспериментального исследования данной структуры: 21.3, 22.5 и 24.4 ГГц. По итогам работы представлены диаграммы рассеяния, полученные при помощи компьютерной модели, а также было произведено сравнение полученных результатов с экспериментальными данными реальной структуры.

Ключевые слова: Компьютерное моделирование, CST Studio, диаграмма рассеяния, электромагнитное поле, СВЧ, метаструктура, электромагнитная волна.

SIMULATION OF THE PROPERTIES OF METASTRUCTURES IN CST STUDIO SUITE

A. S. Mazinov, M. M. Padalinsky, N. A. Boldyrev, A. V. Starosek, E. V. Grigoriev

Physical-Technical Institute of V.I. Vernadsky Crimean Federal University, Simferopol,
Russian Federation

Abstract. Planar metastructures are artificially created surfaces consisting of a set of elementary resonators that can be used to achieve negative dielectric and magnetic permeability. Because of this, they are promising attenuating coatings in the microwave range. The analytical design of such structures is a rather difficult problem with no general solution, which requires the use of numerical methods to analyze possible resonator configurations and efficiently develop metastructure coatings. In this work, a computer simulation of a simple metastructure consisting of strip resonators staggered on a dielectric surface is performed in the CST Studio package. Studies were conducted at the three characteristic frequencies found during the experimental study of this structure: 21.3, 22.5, and 24.4 GHz. As a result of the work, scattering diagrams obtained with the help of a computer model were presented and the results obtained were compared with the experimental data of the real structure.

Keywords: Computer simulation, CST Studio, scatter diagrams, electromagnetic waves, microwaves, metasurfaces.

1. ВВЕДЕНИЕ

Плоские метаструктуры (МС) – вид ослабляющих покрытий, представляющие собой поверхности, состоящие из элементарных резонаторов различного типа, которые

при взаимодействии с излучением микроволнового диапазона переизлучают падающие волны определенным образом [1].

Построение ослабляющих покрытий базируется на двух основных физических принципах: рассеянии и поглощении. Не затрагивая вопрос создания специальной геометрии поверхности объекта для рассеяния падающей электромагнитной энергии [2], отметим, что ослабление нормальной компоненты отраженной волны на диаграмме рассеяния достигается нанесением на объект специальных покрытий [3]. Большинство поглощающих покрытий, преобразующих электромагнитные волны в колебательную энергию атомов, как правило, представлено многокомпонентными материалами [2, 4]. К ним можно отнести и сверхтонкие пленки, которые при нанометровых толщинах проводящего слоя поглощают до 50% падающей электромагнитной энергии, обладая при этом малой массой и размерами в сравнении с относительно объемными специализированными конструкциями, а также способны благодаря частотно независимым свойствам ослабить сигнал в широком диапазоне частот [5, 6].

Другой подход к достижению эффекта ослабления нормальной составляющей отраженной волны, в основе которого лежит рассеяние падающего излучения, связан с более сложными, с точки зрения топологии, ослабляющими поверхностями. Так, построение различного типа метаструктурных материалов, базирующихся на основе элементарных резонаторов, позволяет сформировать отрицательные диэлектрические и магнитные проницаемости в определенной полосе частот, что приводит к деструктивной интерференции отраженной волны [7, 8].

Объектом нашего исследования стали образцы, состоящие из прямоугольных резонаторов, расположенных на диэлектрической подложке по принципу шахматного построения [7]. Моделирование проводилось в пакете CST Studio в частотном диапазоне от 16 до 25 ГГц. Показания снимались на 21.3, 22.5 и 24.4 ГГц, соответствующими максимуму, минимуму и промежуточному значению коэффициента прохождения, зависящему напрямую от типа структуры и геометрических размеров резонаторов [9].

2. ПОСТАНОВКА ЭКСПЕРИМЕНТА

Для эксперимента были выбрана структура следующего типа: вертикально и горизонтально ориентированные диполи (рис. 1):

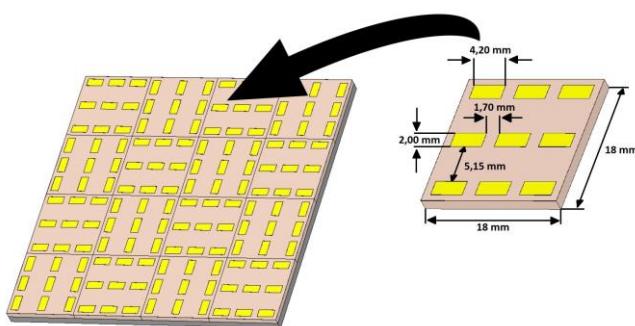


Рис. 1. Метаструктура и размеры её элементов.

Вышеописанный образец выполнен на подложке FR-4, толщиной 1,5 мм, которая, в свою очередь, расположена на металлической пластине толщиной 1 мм. Толщина прямоугольных резонаторов из меди составляла 16 мкм. Матрица МС состоит из 16 одинарных ячеек. Размеры представлены на рис. 1, б.

Симуляция метаструктур проводилось в пакете CST Studio. Для расчета использовался «Вычислитель во временной области» (Time domain solver) [10], который

моделирует распространение электромагнитного поля во времени и пространстве. Таким образом, с его помощью рассчитывается передача энергии между портами, позволяя получить результаты во всем частотном диапазоне за один вычислительный цикл с помощью преобразования Фурье [11].

Симуляция процесса взаимодействия осуществлялась последовательно: сначала модель возбуждается широкополосным сигналом во временной области (гауссовский импульс), затем рассчитывается отклик структуры во временной области (выходной сигнал во временной области), и в конце, для получения более точных результатов в заданном диапазоне частот, выполняется дискретное преобразование Фурье для временных сигналов.

Для симуляции были заданы следующие параметры. Частотный диапазон составлял от 16 до 25 ГГц. Показания снимались в разных точках: на 21.3, 22.5 и 24.4 ГГц. Такой выбор частот объясняется тем, что в предыдущих наших работах на эту тему было выявлено, что различные МС обладают своей уникальной частотной характеристикой, зависящей напрямую от структуры и геометрических размеров резонаторов [9]. Поэтому для более тщательного наблюдения изменения их диаграмм в динамике, мы выбрали три характерные точки: максимум прохождения, минимум прохождения и усредненное значение, что соответствует вышеуказанным частотам.

В качестве источника излучения выбран волноводный порт, предназначенный для ввода и вывода энергии. Этот вид порта имитирует бесконечно длинный волновод, соединенный со структурой. При этом он является одновременно и источником волны, и приемником. Его размеры составили 54×54 мм, расстояние до структуры – 90 мм.

Далее определялся тип волны. Падающая волна была задана плоской, имеющей линейную поляризацию, угол падения волны – 90°.

После основных параметров мы задаем граничные условия (ГУ) для бокса, внутри которого находится порт, исследуемая структура и распространяется волна (рис. 2). В качестве ГУ было выставлено открытое пространство во всех проекциях, т. к. ранее мы задали плоскую падающую волну, и сам эксперимент проводился также в открытом пространстве.

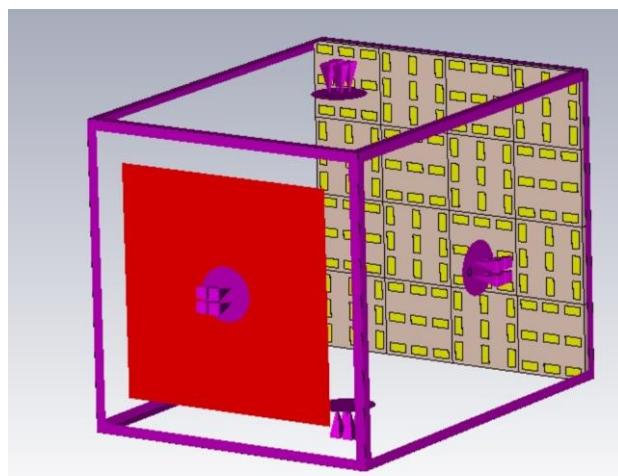


Рис. 2. Бокс с заданными граничными условиями.

3. ПОЛУЧЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Рассмотрим результаты симуляции МС, а также сравним их с экспериментальными данными [12] реальных структур в таких же условиях. (рис. 3).

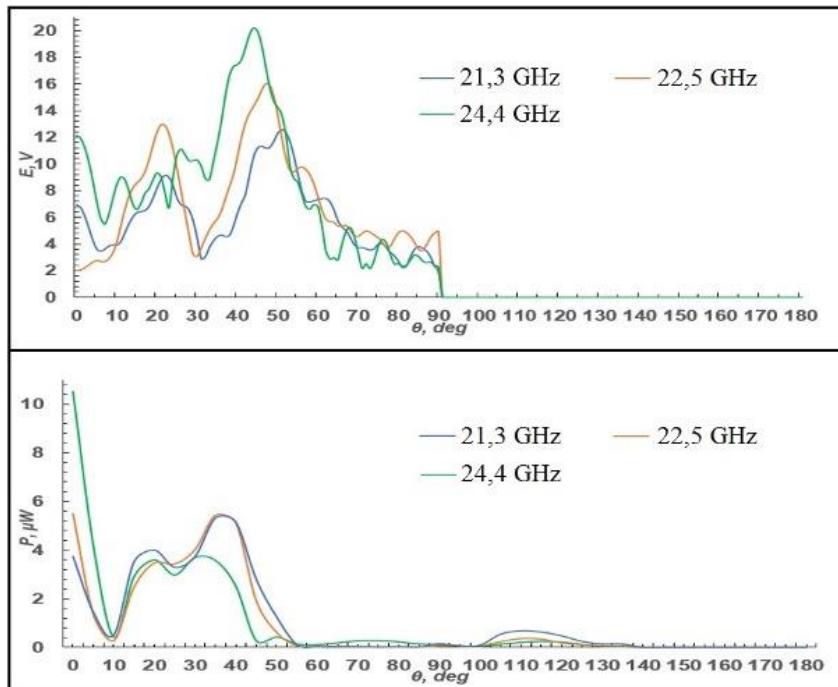


Рис. 3. Диаграмма рассеяния МС, симуляция (сверху), эксперимент (снизу).

Видно, что величина нормальной составляющей отраженной электромагнитной волны падает при приближении частоты падающего излучения к резонансной (22,5 ГГц). При увеличении частоты степень ослабления падает, тем самым увеличивая отраженную от структуры волну. Так же можно увидеть, что данная структура имеет явные боковые лепестки, ширина которых варьируется в зависимости от частоты. Сравнивая результаты с реальным образцом, можно видеть, что модель имеет те же характерные особенности, а именно боковые лепестки со схожей формой, и аналогичный характер спада кривой. Начальная высокая мощность, а также наличие излучения в области от 90° до 140° в экспериментальной модели объясняется физическими особенностями приемной антенны, а также наличием дифракционных явлений на образце, что приводит к накоплению различного рода погрешностям.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе данной работы была выполнена симуляция метаструктуры шахматного типа в пакете CST Studio и произведено сравнение полученных результатов с реальными образцами, которое показало, что промоделированные МС имеют схожие тенденции с экспериментальными диаграммами. Особенно это видно по характерным пикам и характеру спада кривых. Отличия же объясняются частотной зависимостью излучающей и приемной антенн, а также дифракционными эффектами на образце в открытом пространстве.

Таким образом, пакет CST Studio показал результаты, хорошо соответствующие экспериментально полученным, и может в дальнейшем использоваться для моделирования других, более сложных структур.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект № 22-22-20126) и региона Крым.

ЛИТЕРАТУРА

1. Chen H.T. Active terahertz metamaterial devices. / Chen H.T., Padilla W.J., Zide J.M.O., Gossard A.C., Taylor A.J., Averitt R.D. // Nature, 2006 V. 444, - P. 597–600, DOI: 10.1038/nature05343
2. Ahmad H. Stealth technology: Methods and composite materials—A review. / Ahmad H., Tariq A., Shehzad A., Faheem M.S., Shafiq M., Rashid I.A., Afzal A., Munir A., Riaz M.T., Haider H.T., Afzal M.A., Qadir M.B., Khaliq Z. // Polym. Compos., 2019, V. 40, - P. 4457, DOI: 10.1002/polc.25311
3. Sun J., Huang Y., Aslani F., Ma G. Properties of a double-layer EMW-absorbing structure containing a graded nano-sized absorbent combing extruded and sprayed 3D printing. // Constr. Build. Mater., 2020, V. 261, - P. 120031, DOI: 10.1016/j.conbuildmat.2020.120031
4. Soethe V., Nohara, E., Fontana, L., Rezende M.C. Radar absorbing materials based on titanium thin film obtained by sputtering technique // J. Aerosp. Technol. Manag., 2012, V. 3, - P. 279-286. DOI: 10.5028/jatm.2011.03030511
5. Li S. Microwave absorptions of ultrathin conductive films and designs of frequency-independent ultrathin absorbers. / Li S., Anwar S., Lu W., Hang Z.H., Hou B., Shen M., Wang C.-H. // AIP Adv., 2014, V. 4, - P. 017130. DOI: 10.1063/1.4863921
6. Старостенко В. В., Орленсон В. Б., Мазинов А. С., Фитаев И. Ш. Исследование поглощения СВЧ излучения в сверхтонких проводящих пленках. // ЖТФ, 2020, Т. 90, № 8, - С. 1348. DOI: 10.21883/JTF.2020.08.49546.375-19
7. Семенихин А. И., Семенихина Д. В., Юханов Ю. В., Благовисный П. В. Блочный принцип построения и оценки снижения эпра непоглощающих широкополосных 2-битных анизотропных цифровых метапокрытий. // Журнал радиоэлектроники, 2020, № 12. DOI: 10.30898/1684-1719.2020.12.4
8. Su J. A Wideband and Polarization-Independent Metasurface Based on Phase Optimization for Monostatic and Bistatic Radar Cross Section Reduction / Su J., Lu Y., Li Z., Zhang R., Yang Y. // Int. J. Antennas Propag., 2016, - P. 7595921. DOI: 10.1155/2016/7595921
9. Мазинов А. С., Фитаев И. Ш., Болдырев Н. А. Влияние пространственной ориентации проводящих элементов составной метаповерхности на их частотные характеристики и диаграммы рассеивания в свч-диапазоне. // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2022, Т. 18, №. 4, - С. 86-90.
10. Blagovisnyy P. V., Semenikhin A. I. Full-wave and impedance models of ultra-wideband thin twist-metapolarizers for cloaking coverings. // Journal of Radio Electronics, 2020, V. 2020, No. 8. DOI: 10.30898/1684-1719.2020.8.12
11. Банков С. Е., Курушин А. А. Электродинамика для пользователей САПР СВЧ. М.: Солон-Пресс, 2017. – 316 с.
12. Мазинов, А. С. Ослабление нормальной составляющей отраженной электромагнитной волны комбинированными радиопоглощающими покрытиями / А. С. Мазинов, И. Ш. Фитаев, Н. А. Болдырев // Письма в Журнал технической физики. – 2022. – Т. 48, № 19. – С. 27-30. – DOI 10.21883/PJTF.2022.19.53592.19324

REFERENCES

1. Chen H.T. Active terahertz metamaterial devices. / Chen H.T., Padilla W.J., Zide J.M.O., Gossard A.C., Taylor A.J., Averitt R.D. // Nature, 2006 V. 444, - P. 597–600, DOI: 10.1038/nature05343
2. Ahmad H. Stealth technology: Methods and composite materials—A review. / Ahmad H., Tariq A., Shehzad A., Faheem M.S., Shafiq M., Rashid I.A., Afzal A., Munir A., Riaz

- M.T., Haider H.T., Afzal M.A., Qadir M.B., Khaliq Z. // Polym. Compos., 2019, V. 40, - P. 4457, DOI: 10.1002/polym.25311
3. Sun J., Huang Y., Aslani F., Ma G. Properties of a double-layer EMW-absorbing structure containing a graded nano-sized absorbent combing extruded and sprayed 3D printing. // Constr. Build. Mater., 2020, V. 261, - P. 120031, DOI: 10.1016/j.conbuildmat.2020.120031
 4. Soethe V., Nohara, E., Fontana, L., Rezende M.C. Radar absorbing materials based on titanium thin film obtained by sputtering technique // J. Aerosp. Technol. Manag., 2012, V. 3, - P. 279-286. DOI: 10.5028/jatm.2011.03030511
 5. Li S. Microwave absorptions of ultrathin conductive films and designs of frequency-independent ultrathin absorbers. / Li S., Anwar S., Lu W., Hang Z.H., Hou B., Shen M., Wang C.-H. // AIP Adv., 2014, V. 4, - P. 017130. DOI: 10.1063/1.4863921
 6. Starostenko V. V., Orlenson V. B., Mazinov A. S., Fitaev I. Sh. A Study of Microwave Radiation Absorption in Ultrathin Conducting Films. // Tech. Phys., 2020, V. 65, - P. 1296–1300. DOI: 10.1134/S1063784220080186
 7. Semenikhin A. I., Semenikhina D. V., Yukhanov Y. V., Blagovisnyy P. V. Block principle of constructing and estimating the rcs reduction of nonabsorbing broadband 2 bit anisotropic digital meta-coatings. // Journal of Radio Electronics, 2020, No. 12. DOI: 10.30898/1684-1719.2020.12.4
 8. Su J. A Wideband and Polarization-Independent Metasurface Based on Phase Optimization for Monostatic and Bistatic Radar Cross Section Reduction / Su J., Lu Y., Li Z., Zhang R., Yang Y. // Int. J. Antennas Propag., 2016, - P. 7595921. DOI: 10.1155/2016/7595921
 9. Mazinov A. S., Fitaev I. Sh., Boldyrev N. A. Influence of the spatial orientation of the conducting elements of the composite metasurface on their frequency characteristics and scattering diagrams in the RF range. // Bulletin of Voronezh State Technical University, 2022, V. 18, No. 4, - P. 86-90.
 10. Blagovisnyy P. V., Semenikhin A. I. Full-wave and impedance models of ultra-wideband thin twist-metapolarizers for cloacking coverings. // Journal of Radio Electronics, 2020, V. 2020, No. 8. DOI: 10.30898/1684-1719.2020.8.12
 11. Bankov S. E., Kurushin A. A. Elektrodinamika dlya pol'zovateley SAPR SVCh [Electrodynamics for Microwave CAD Users] Moscow.: Solon-Press, 2017. – 316 p.
 12. Mazinov A.S. Attenuation of the normal component of the reflected electromagnetic wave by combined radio-absorbing coatings / Mazinov A. S., Fitaev I. Sh, Boldyrev N. A // Technical Physics Letters, 2022, Vol. 48, No. 19 – P. 27-30. – DOI 10.21883/PJTF.2022.19.53592.19324

СИСТЕМА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИОЧАСТОТНОГО ПЛАНИРОВАНИЯ ЗОН ПОКРЫТИЯ БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ В СРЕДЕ MATHCAD

А. А. Ваганова, А. И. Панычев, Н. Н. Кисель

Южный Федеральный Университет (ЮФУ), Таганрог, Россия

Аннотация. Проектирование беспроводных систем связи является достаточно сложной задачей, поэтому представляет интерес программное обеспечение, позволяющее выполнить моделирование распространения электромагнитного поля в заданном помещении. Несмотря на то, что имеется ряд зарубежных коммерческих программ расчета электромагнитного поля в зданиях и городских условиях, в настоящее время возрастает актуальность разработки отечественного программного обеспечения. Авторами предложена программа трехмерной трассировки электромагнитного поля в помещении, реализованная в среде Mathcad. Статья посвящена описанию основных принципов, лежащих в основе программы, и демонстрации ее работы на примере нескольких модельных задач в сравнении с известной программой WinProp. Показано, что моделирование позволяет получить достаточно близкие результаты, что подтверждает правильность разработанного алгоритма и может в дальнейшем служить основой для создания полноценного отечественного программного обеспечения.

Ключевые слова: моделирование, распространение электромагнитного поля, трассировка, многолучевое распространение, программное обеспечение, радиочастотное планирование, система автоматизированного проектирования.

AUTOMATED DESIGN SYSTEM FOR RADIO-FREQUENCY PLANNING OF WIRELESS COMMUNICATION SYSTEMS COVERAGE AREA IN MATHCAD ENVIRONMENT

A. A. Vaganova, A. I. Panychev, N. N. Kisel

Southern Federal University (SFEDU), Taganrog, Russia

Abstract. Wireless communication systems' design is a rather challenging problem, therefore, software that allows to simulate electromagnetic field propagation in a given room is of interest. Despite the fact that there are several foreign commercial programs for electromagnetic field calculation in buildings and urban environments, the relevance of developing domestic software is currently increasing. The authors proposed a program for three-dimensional tracing of the electromagnetic field in a room, which was implemented in Mathcad software environment. The article is devoted to the description of basic principles underlying this program and the demonstration of its operation in comparison with the well-known WinProp program using several model tasks as an example. It is shown that the simulation allows to obtain fairly close results, which confirms the correctness of the developed algorithm and can further serve as the basis for the creation of a full-featured domestic software.

Keywords: simulation; electromagnetic field propagation, tracing; multipath propagation, software, radio frequency planning, computer aided design.

1. ВВЕДЕНИЕ

Проектирование беспроводных систем связи является достаточно сложной задачей ввиду необходимости учета эффектов многолучевого распространения и влияния

множества факторов окружающей среды. Информация об уровне принимаемого сигнала и используемых частотных диапазонах может быть получена путем измерения уровня принимаемого сигнала в конкретных точках. Однако, поскольку проведение тестовых измерений на реальном объекте влечет за собой значительные временные и финансовые затраты, то представляет интерес программное обеспечение, позволяющее выполнить виртуальное моделирование распространения электромагнитного поля в заданном помещении.

Среди программного обеспечения (ПО), позволяющего выполнить расчет электромагнитного поля в зданиях и городских условиях, наиболее известны такие пакеты, как WinProp [1], и Wireless Insite [2]. Эти программы основаны на использовании статистических и детерминистских методов различной точности и универсальности, обладают удобным интерфейсом и позволяют получить достаточно точный результат. Однако, в настоящее время возрастает актуальность разработки отечественного ПО, позволяющего эффективно решать возникающие задачи. Из известных отечественных разработок следует выделить программу RadioPlanner (разработчик ООО «Центр телекоммуникационных технологий», Россия) [3], в которой расчет зон покрытия выполняется на основе следующих моделей распространения радиоволн: модель на основе рекомендации МСЭ-R Р.1812-4 «Метод прогнозирования распространения сигнала на конкретной трассе для наземных служб "из пункта в зону" в диапазонах УВЧ и ОВЧ»; модель на основе рекомендации МСЭ-R Р.1546-6 «Метод прогнозирования для трасс связи пункта с зоной для наземных служб в диапазоне частот от 30 МГц до 4000 МГц»; модель Лонгли-Райса; модель на основе кривых распространения FCC; комбинированная модель, учитывающей рекомендацию МСЭ-R Р.528-3 «Кривые распространения радиоволн для воздушной подвижной и радионавигационной служб, работающих в диапазоне ОВЧ, УВЧ и СВЧ» и рекомендацию МСЭ-R Р.526-14 «Распространение радиоволн за счет дифракции».

В данной статье предложен разработанный авторами алгоритм трехмерной трассировки электромагнитного поля в помещении, реализованный в виде программных модулей в среде Mathcad [4]. В отличие от RadioPlanner, предложенный алгоритм основан на принципах геометрической оптики, достоинством которой является отсутствие принципиального ограничения на количество учитываемых эффектов многолучевого распространения. Статья посвящена описанию основных принципов работы предлагаемой программы и демонстрации ее работы на примере нескольких модельных задач в сравнении с зарубежным коммерческим ПО WinProp.

2. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ РАЗРАБОТАННОГО АЛГОРИТМА

Предложенная программа анализа распространения электромагнитного поля в помещении опирается на принципы геометрической оптики и геометрической теории дифракции. Основным способом анализа является детерминированный расчет распределения электромагнитного поля в конкретных условиях, однако также существует возможность статистического учета случайного изменения этих условий, например, перемещения объекта рассматриваемой области и влияния неравномерностей отражающих поверхностей [5, 6].

Входными данными разработанной программы являются координаты, описывающие планировку помещения, положение препятствий, и передатчика. При этом все рассматриваемые объекты аппроксимируются прямоугольными параллелепипедами, имеющими некоторые электрофизические параметры. Анализ распределения электрического поля выполняется согласно алгоритму трехмерной лучевой трассировки,енному в [7]. Первым шагом является определение взаимного расположения точек передатчика (или приемника) и препятствия. Затем

определяется, какая область пространства занята тенью от расположенных в помещении предметов. При последующих расчетах для каждой компоненты поля соответствующие области тени исключаются из анализа, что позволяет существенно упростить расчет и, как следствие, уменьшить требуемый объем вычислительных ресурсов. После этого выполняется трассировка лучей, проникающих в соседние помещения или из них. Последний этап представляет собой расчет напряженности электрического поля. Расчет выполняется отдельно для всех составляющих поля (прямые, отраженные и дифракционные лучи), а затем полученные величины суммируются. Результаты расчета представляются в виде пространственных распределений электрического поля (цветовой карты) в заданном сечении помещения, в том числе, не содержащем передатчик. Также можно вывести график, демонстрирующий изменение величины поля вдоль заданной координаты.

Методы геометрической оптики могут применяться при условии того, что вблизи луча на расстоянии много большем размера первой зоны Френеля отсутствуют резкие изменения свойств электромагнитного поля и среды распространения [8]. В связи с этим при разработке предлагаемого алгоритма использованы несколько допущений:

а) отражающие поверхности полагаются гладкими и находятся в радиусе первой зоны Френеля. Отражение и прохождение описывается с помощью коэффициентов отражения и прохождения Френеля;

б) величина неровностей отражающих поверхностей h мала по сравнению с длиной волны. Поскольку $h < \lambda/(16 \cdot \sin\theta_0)$, то при угле падения $\theta_0=90^\circ$ поверхности можно считать гладкими, если $h < \lambda/16$;

в) падающее поле полагается локально плоским. Необходимо, чтобы расстояние r от источника электромагнитного поля до отражающей поверхности было не меньше трех длин волн. Например, для системы WLAN, работающей в диапазоне 2,4 ГГц длина волны $\lambda = 12,5$ см, соответственно, $r \geq 3\lambda = 3 \cdot 12,5 = 37,5$ см.

Уровень сигнала в исследуемой области оценивается как комплексный коэффициента передачи многолучевого канала связи:

$$h = \sqrt{D^t D^r} F^t(\theta_0^t, \phi_0^t) F^r(\theta_0^r, \phi_0^r) L_0 L^{pol} L^t L^r V. \quad (1)$$

В этом выражении индекс «0» относится к прямому лучу; индексами « t » и « r » обозначены параметры передатчика и приемника, соответственно. D^t и D^r – максимальные значения коэффициентов направленного действия; $F^t(\theta_0^t, \phi_0^t)$ и $F^r(\theta_0^r, \phi_0^r)$ - выборки из нормированных диаграмм направленности в направлении на

другую антенну; $L_0 = e^{-jkR_0} \lambda_t / 4\pi R_0$ – ослабление сигнала на радиолинии длиной R_0 ; k - коэффициент распространения радиоволн; L^{pol} - поляризационный коэффициент передачи, представляющий собой скалярное произведение векторов поляризации излучающей и приемной антенн; L^t и L^r - затухание радиосигнала в передающем и приемном элементах из-за омических потерь и из-за рассогласования антенн с линиями передачи; V - множитель влияния среды, учитывающий многолучевой характер распространения сигнала. Все компоненты формулы вычисляются на рабочей длине волны передатчика λ_t .

Множитель влияния среды V рассчитывается с учетом геометрических параметров помещения, поскольку учитывает отражение от внутренних поверхностей, прохождение сквозь стены и перекрытия и дифракцию на изломах конструктивных элементов зданий:

$$V = 1 + \sum V^{refr} + \sum V^{pass} + \sum V^{diffr}. \quad (2)$$

Для учета дифракции радиоволн на ребрах препятствия используется способ упрощенного расчета коэффициентов дифракции [9], представляющий собой комбинацию аналитических и вычислительных приемов. Упрощение в аналитической части состоит в использовании асимптотик интеграла Френеля при значениях аргумента, характерных для геометрических размеров помещения. Упрощение в вычислительной части заключается в предварительном отсечении области, где коэффициенты дифракции имеют величину первого и меньшего порядка малости. Данный способ расчета напряженности дифракционного поля позволяет существенно сократить время расчета по сравнению с точным расчетом при практически идентичных результатах.

Таким образом, разработанная модель анализа распространения электромагнитного поля в помещении позволяет выполнить компьютерное моделирование распределения электромагнитного поля в заданных условиях с учетом эффектов многолучевого распространения. Полученные результаты могут быть использованы для выбора точек расположения приемо-передающих элементов системы связи, обеспечивающей требуемое покрытие.

3. ПРИМЕРЫ ПРИМЕНЕНИЯ РАЗРАБОТАННОГО АЛГОРИТМА

Рассмотрим примеры использования разработанного алгоритма для решения нескольких модельных задач. Для сравнения представлены результаты расчета таких же случаев в коммерческом ПО WinProp, разработанном компанией Altair.

a. Расчет электрического поля в помещении с препятствиями

Рассматривается распространение электромагнитного поля в помещении, модель которого изображена на рисунке 1. Размеры помещения $40 \times 20 \times 8$ м. Высота всех препятствий от пола до потолка. Все отражающие поверхности выполнены из бетона с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 4,4 - 0,18j$. Передатчик с ненаправленной антенной расположен в точке с координатами $(26; 15; 3)$. Частота излучаемого поля равна 2,4 ГГц. Выполнен расчет напряженности электрического поля в горизонтальной плоскости на высоте 3 м.

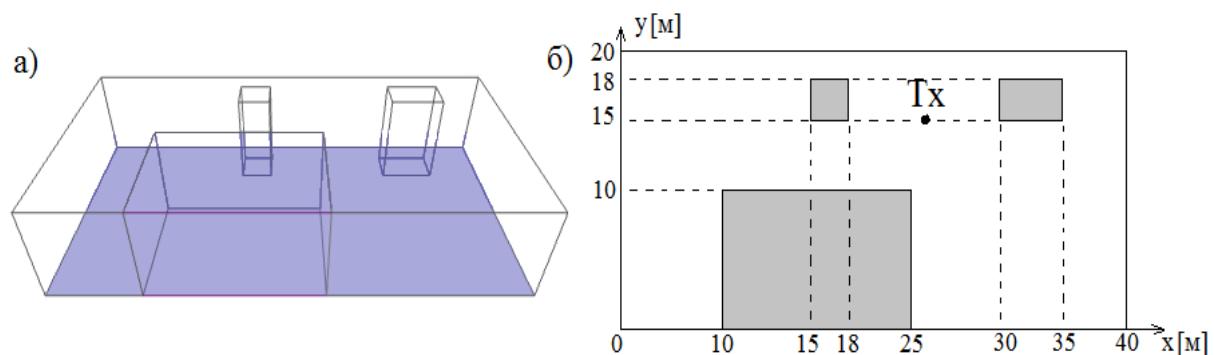


Рис. 1. Модель исследуемого помещения: а) трехмерная б) в горизонтальной плоскости.

На рисунке 2, а) показан результат расчета в программе Mathcad с применением предложенного алгоритма. На рисунке 2, б-г) приведены результаты расчета в программе WinProp. Распределение напряженности электрического поля, показанное на

рисунке 2, б) получено при использовании встроенной в программу модели лучевой трассировки (3D Ray Tracing, SRT) с учетом одного отражения, одного прохождения и одной дифракции, а для расчета уровня сигнала на пути распространения используются коэффициенты Френеля и метод геометрической теории дифракции. Такие настройки позволяют максимально приблизить модель WinProp к используемой в нашем алгоритме. Рисунок 2, в) получен также с применением лучевой трассировки, но в этом случае учитывалось максимально возможное для WinProp количество эффектов многолучевого распространения (3 прохождения, 3 отражения и 2 дифракции). В этом случае время расчета увеличилось по сравнению с предлагаемым алгоритмом (рисунок 2, а)), однако видно, что результат изменился не значительно, что позволяет сделать вывод о том, что учитываемых эффектов было достаточно и в первом случае. На рисунке 2, в) представлен результат расчета с использованием модели Multi-Wall Model (COST 231), которая используется в WinProp по умолчанию. По рисункам видно, что во всех случаях получены практически одинаковые результаты. Различие в цифрах на шкале объясняется тем, что в предложенной программе применяется нормировка на максимум. Однако, динамический диапазон результатов, то есть разница между максимальным и минимальным значениями, совпадает.

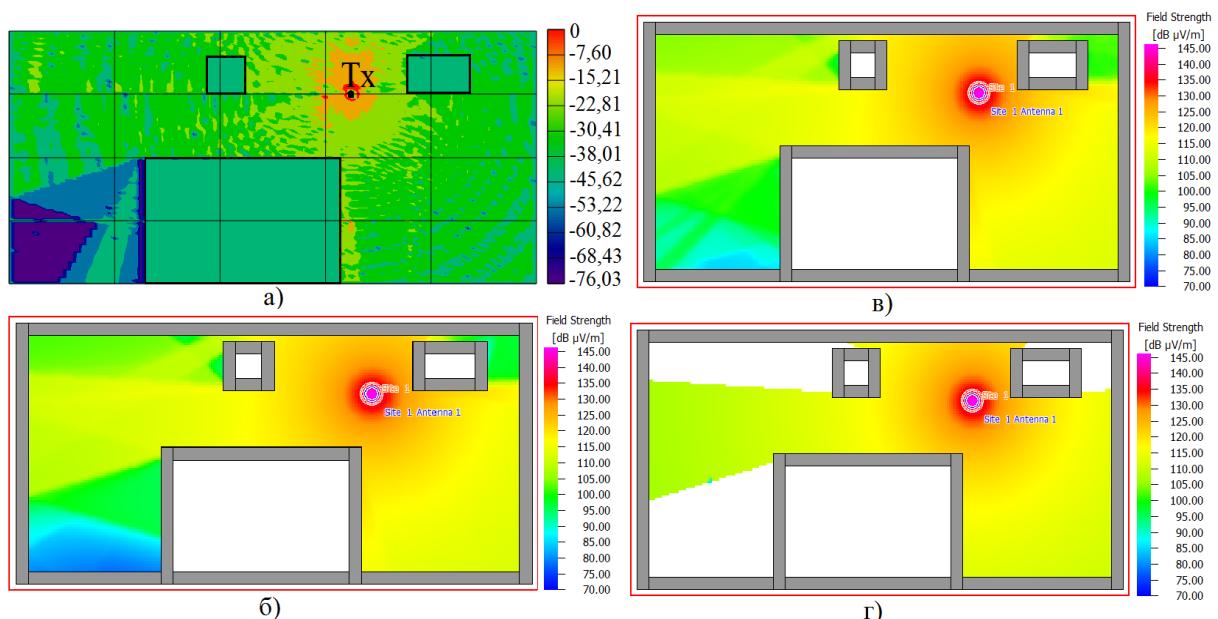


Рис. 2. Напряженность электромагнитного поля в помещении.

6. Расчет электрического поля с учетом направленности антенны

Также промоделирована возможность учета диаграммы направленности антенны передатчика. В разработанном алгоритме диаграмма направленности описывается математическим выражением (которое можно ввести напрямую в Mathcad, либо восстановить путем аппроксимации точек из файла, содержащего результат расчета диаграммы направленности в другой программе). В WinProp использована диаграмма направленности, созданная во встроенным редакторе. На рисунке 3 показаны результаты расчета напряженности электрического поля в исследуемом помещении при использовании в качестве антенны передатчика электрического вибратора, имеющего различную ориентацию в пространстве. Первый столбец соответствует расчету согласно предложенному алгоритму в программе Mathcad, второй – расчету в WinProp. По рисунку видно, что результаты расчета очень близки.

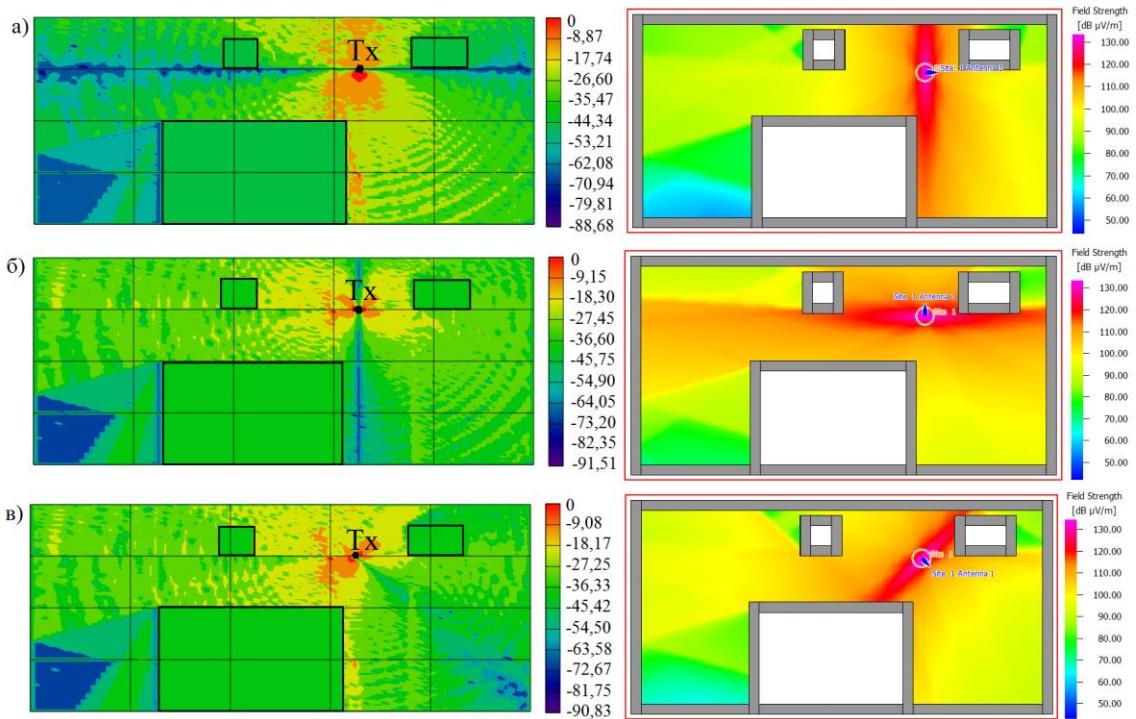


Рис. 3. Напряженность электромагнитного поля при использовании направленной антенны: а) вибратор параллелен оси Ox ; б) вибратор параллелен оси Oy ; в) вибратор наклонен на 45° .

в. Расчет электрического поля в городском районе

Рассматривается распространение электромагнитного поля в городском районе. Модель исследуемого участка изображена на рисунке 4. Рассматривается участок размером $100 \times 80 \times 50$ м, на котором расположены четыре здания. Используется та же модель, что и для закрытого помещения, с тем отличием, что левая и правая стенки моделируемого параллелепипеда отсутствуют, так же, как и потолок. Задняя и передняя стены учитываются, что имитирует отражение от зданий, расположенных в соседних районах.

Передатчик расположен в точке с координатами $(50; 25; 30)$ (на крыше здания под номером 2). Частота равна 3,5 ГГц.

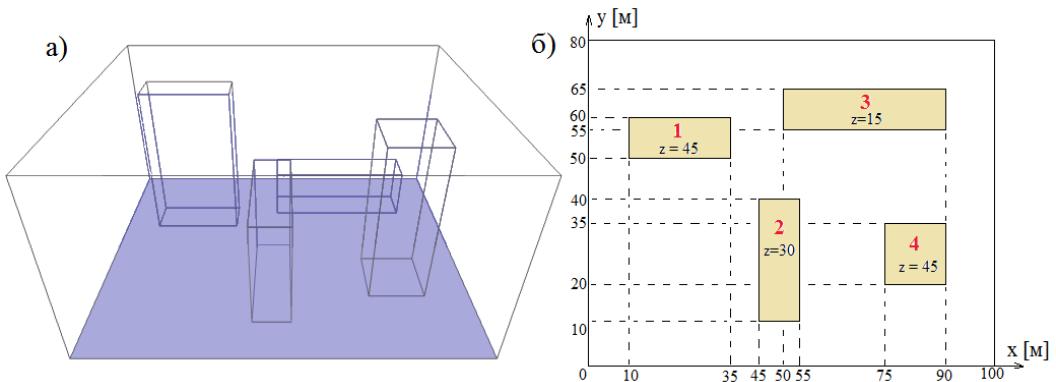


Рис. 4. Модель городского района: а) трехмерная; б) в горизонтальной плоскости.

На рисунке 5 представлены результаты расчета напряженности электрического поля на разной высоте. В первом столбце показано распределение поля, рассчитанное в программе Mathcad с применением предложенного алгоритма, а во втором – аналогичные результаты, полученные в программе WinProp.

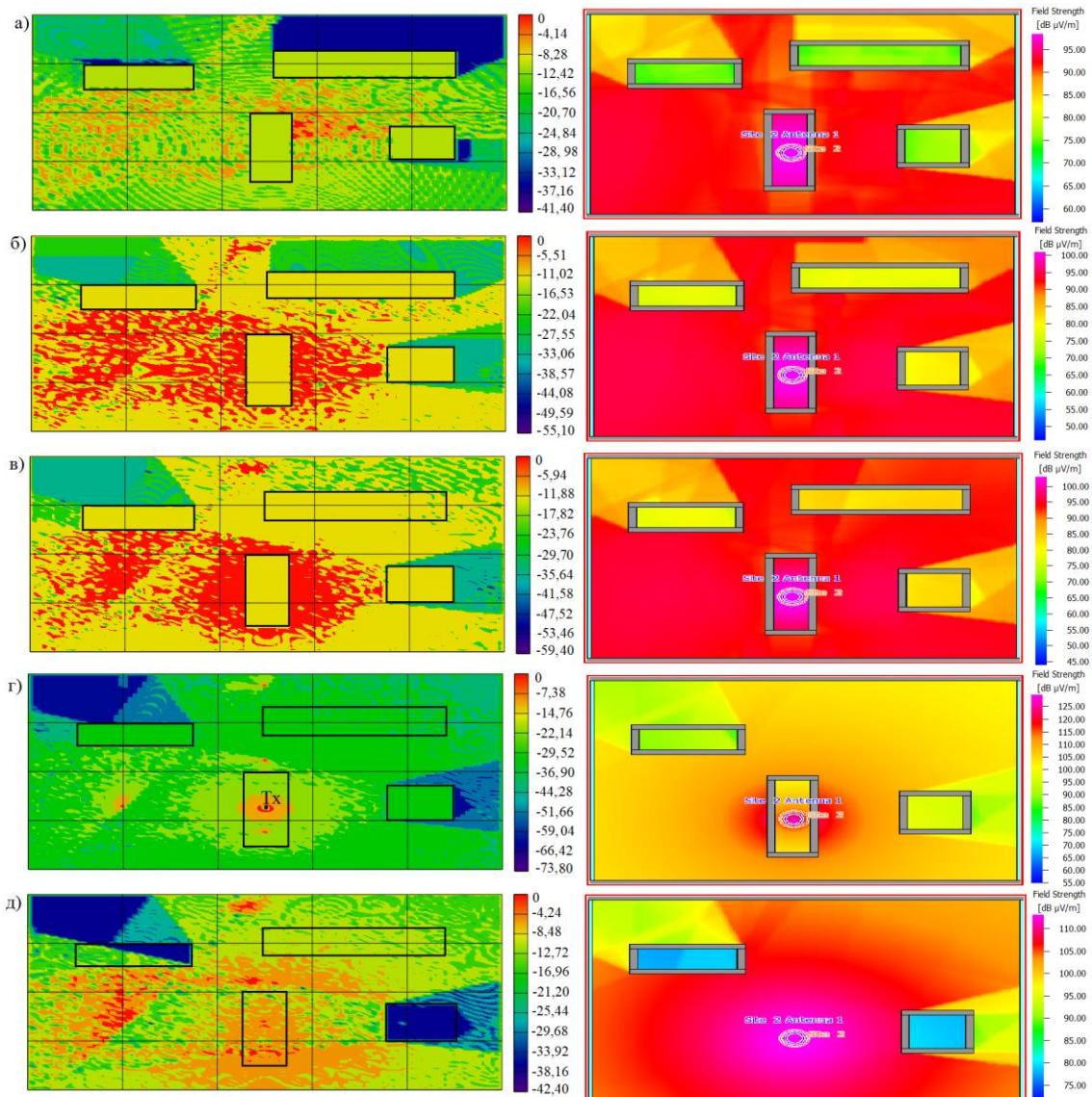


Рис. 5. Распределение напряженности электрического поля в городском районе на различных высотах h : а) 2 м; б) 10 м; в) 15 м; г) 30 м; д) 45 м

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанная программа расчета распространения электромагнитного поля позволяет выполнить компьютерное моделирование распределения электромагнитного поля в помещении и городской среде с учетом эффектов многолучевого распространения. Использование такого моделирования на начальном этапе планирования беспроводных сетей позволяет отказаться от заведомо проигрышных вариантов и выбрать наиболее энергетически выгодные места расположения антенн и за счет этого снизить затраты временных и материальных ресурсов. Сравнение результатов решения аналогичных модельных задач, полученных с применением предложенной программы и зарубежного коммерческого ПО WinProp показывает достаточно точное совпадение результатов, что свидетельствует о том, что предложенный алгоритм является корректным и может в дальнейшем служить основой для создания полноценного отечественного программного обеспечения для пространственно-территориального планирования зон радиопокрытия систем мобильной связи, сетей на основе беспроводных технологий.

ЛИТЕРАТУРА

1. Программный комплекс WinProp. <https://www.orcada.ru/product/altair/winprop.html>, 11.03.23.
2. Wireless InSite: site-specific radio propagation prediction software: Ref. Man. Version 3.0.0, REMCOM. November, 2016.
3. RadioPlanner 2.1. Частотно-территориальное планирование подвижной радиосвязи, ТВ- и радиовещания. <https://www.ctt-group.ru/radioplanner>, 11.03.23.
4. Панычев А.И., Ваганова А.А. Свидетельство о государственной регистрации программы на ЭВМ «Программа трехмерной лучевой трассировки и расчета интенсивности электромагнитного поля в помещении с препятствием» № 2018663221 от 24.10.2018.
5. Ваганова А.А., Кисель Н.Н., Панычев А.И. Детерминированно-статистический подход к оценке канальной матрицы системы МИМО// Известия ЮФУ. Технические науки, 2018, № 3 (197). - С. 124-135.
6. Panychev A.I, Vaganova A.A. Statistical evaluation of the influence of irregularities of reflecting surfaces at the planning of WLAN indoors. // 2017 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings. - Astana: S. Seifullin Kazakh Agrotechnical University. Kazakhstan, Astana, June 29–30, 2017.
7. Панычев А.И. Алгоритм трехмерной трассировки радиоволн локальной беспроводной сети // Известия ЮФУ. Технические науки, 2012, № 11(136). - С. 31-41.
8. Боровиков В.А., Кинбер Б.Е. Геометрическая теория дифракции. М.: Связь, 1978, - 248 с.
9. Панычев А.И., Ваганова А.А. Приближенный учет дифракции радиоволн в задачах расчета зоны покрытия беспроводной сети // Известия ЮФУ. Технические науки, 2017, № 5 (190). - С. 135-148.

REFERENCES

1. WinProp software. <https://www.orcada.ru/product/altair/winprop.html>, 11.03.23.
2. Wireless InSite: site-specific radio propagation prediction software: Ref. Man. Version 3.0.0, REMCOM. November, 2016.
3. RadioPlanner 2.1. Frequency-territorial planning of mobile radio communications, TV and radio broadcasting. <https://www.ctt-group.ru/radioplanner>, 11.03.23.
4. Panychev A.I., Vaganova A.A. Certificate of state registration of the computer program “The program for three-dimensional ray tracing and calculation of the intensity of the electromagnetic field in a room with an obstacle” № 2018663221 from 24.10.2018.
5. Vaganova A.A., Kisel N.N., Panychev A.I. Deterministic-statistical approach to estimating the channel matrix of a MIMO system // Izvestija JuFU. Tehnicheskie nauki, 2018, № 3 (197). - P. 124-135.
6. Panychev A.I, Vaganova A.A. Statistical evaluation of the influence of irregularities of reflecting surfaces at the planning of WLAN indoors. // 2017 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings. - Astana: S. Seifullin Kazakh Agrotechnical University. Kazakhstan, Astana, June 29–30, 2017.
7. Panychev A.I. Algorithm for 3D tracing of radio waves in a local wireless network // Izvestija JuFU. Tehnicheskie nauki, 2012, № 11(136). - P. 31-41.
8. Borovikov V.A., Kinber B.E. Geometric theory of diffraction. M.: Svjaz', 1978, - 248 p.
9. Panychev A.I, Vaganova A.A. Approximate accounting for radio wave diffraction in problems of calculating the wireless network coverage area // Izvestija JuFU. Tehnicheskie nauki, 2017, № 5 (190). - P. 135-148.

**СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ ОШИБОК ПЕЛЕНГА ДЛЯ
РАДИОПРОЗРАЧНЫХ ОБТЕКАТЕЛЕЙ ПРОИЗВОЛЬНЫХ ФОРМ,
ВО ВСЕЙ ВОЗМОЖНОЙ ОБЛАСТИ СКАНИРОВАНИЯ ФАР (АФАР)
В СИСТЕМЕ АНТЕННА - ОБТЕКАТЕЛЬ СОВРЕМЕННОЙ БРЛС**

И. Е. Макушкин¹

¹Акционерное общество «Научно-исследовательский институт приборостроения имени В.В.Тихомирова» (АО «НИИП имени В.В.Тихомирова»), г.Жуковский, Россия

Аннотация. Носовые радиопрозрачные обтекатели (РПО) способны существенным образом повлиять на характеристики излучения расположенной под ним антенны [3]. Как правило, бортовая радиолокационная станция (БРЛС), современного летательного аппарата (ЛА) построена на базе фазированной антенной решетки (ФАР). Одним из параметров, определяющих работу БРЛС под РПО, являются ошибки определения углового положения пеленгуемых радиолокатором целей (УОП). Особенno значительными погрешности определения координат становятся при сопровождении удаленных на предельные для БРЛС ЛА целей. Разработанная методика предварительного измерения компонент матрицы УОП по значительной части поверхности реального РПО, позволяет при необходимости, компенсировать измеренные УОП в вычислителях БРЛС ЛА, повышая тем самым точность определения пространственных координат целей.

Ключевые слова: фазированная антенна решетка, антenna с электронным управлением лучом, радиопрозрачный обтекатель, угловые ошибки пеленга.

**A METHOD OF MEASURING OF ANGULAR BEARING ERRORS FOR
RADIOTRSPARENT RADOMES WITH COMPLEX SHAPE IN THE
"ANTENNA - RADOME" SYSTEM IN THE ENTIRE POSSIBLE
SCANNING AREA OF THE AIRBORNE RADAR ANTENNA SYSTEM**

I.E. Makushkin¹

¹ JSC "V. Tikhomirov Scientific Research Institute of Instrument Design" (Zhukovsky, Russia)

Abstract. A nose radiotransparent radome (RTR) plays the role of a dielectric lens of a complex shape, which can significantly affect the radiation characteristics of the airborne radar antenna of an aircraft located under it. Modern radars, as a rule, are built on the basis of antenna systems with electronic beam control. One of the parameters that define the operation of the radar under the RTR is the error in determining the angular position of the targets found by the radar. This becomes especially important in direction finding and tracking of targets remote to the limit for radar aircraft. The developed technique of preliminary measurement of angular bearing errors over a significant part of the surface of a real RTR makes it possible, if necessary, to compensate the measured ABE in aircraft radar computers, thereby increasing the accuracy of determining the spatial coordinates of targets in space.

Keywords: phase array antenna, antenna system with electronic beam control, radome, radom eangle faults.

1. ВВЕДЕНИЕ

На рис.1 (а), (б) условно показаны два различных РПО сложных форм имеющих лишь вертикальную плоскость пространственной симметрии. ФАР под РПО на рис.1(б)

помимо электронного сканирования, имеет возможность механически вращаться под ним по азимуту.

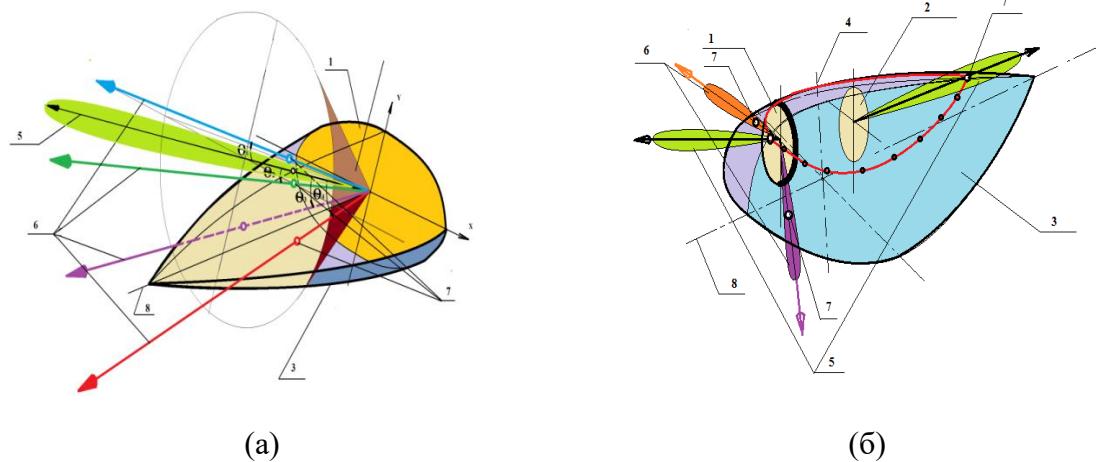


Рис. 1. (а), (б) Произвольно отклоненные лучи фазированной антенной решетки в системе «антенна-обтекатель».

Различные элементы систем представленных на рис.1(а,б) имеют следующие обозначения : (1,2) - фазированная антенная решетка (ФАР); (3) - РПО сложной формы; (4)-условная ось механического вращения ФАР под каплевидным РПО; (5) - неотклоненные лучи ФАР; (6)-отклоненные лучи ФАР; (7)-«точки преломления» луча на поверхности РПО; (8)-продольная ось РПО.

Не вдаваясь в сложную электродинамическую картину полей под РПО и воспользовавшись простыми принципами геометрической оптики, за направление луча, можно принять нормаль к условной пространственной синфазной плоскости перпендикулярной выбранному направлению фазирования.

2. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС

Измерения проводились на антенно-измерительном комплексе на базе компактного полигона в режиме «на прием». Блок схема измерительного комплекса, на котором проводились работы, представлена на рис.2. В качестве тестовой, использовалась ФАР на базе ферритовых фазовращателей. На выходе ФАР при этом формировались сигналы суммарного (Σ) и двух разностных ($\Delta A_z; \Delta U_m$) каналов которые поступали на входы трех независимых измерительных приемников ВАЦ (конфигурация с открытой архитектурой). Результаты измерений по трем каналам могли записываться одновременно. При изменении установки ФАР по крену угол поляризации облучателя менялся автоматически, так что тестируемая ФАР и облучатель всегда оставались согласованными по поляризации.

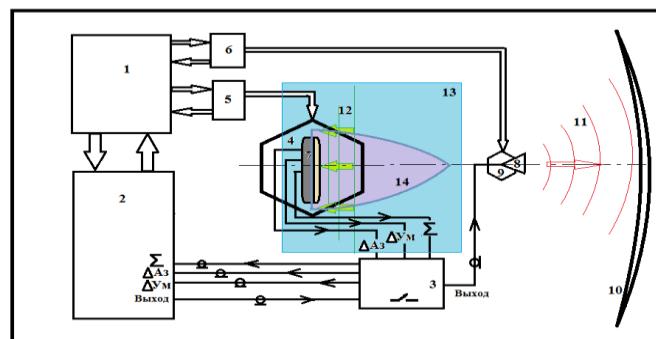


Рис. 2. Блок схема измерительного комплекса

Измерительный комплекс работал под управлением специально созданного программного обеспечения (ПО), которое позволяло производить вычисления и рассчитывать компоненты УОП в реальном масштабе времени автоматически.

3. МАТЕМАТИЧЕСКИЙ АППАРАТ ВЫЧИСЛЕНИЯ УГЛОВЫХ ОШИБОК ПЕЛЕНГА

Предлагаемый нами подход для измерения сразу обеих компонент УОП по значительной поверхности РПО, базировался на следующей геометрической постановке задачи (рис.3), подробно освещенной в работе [1].

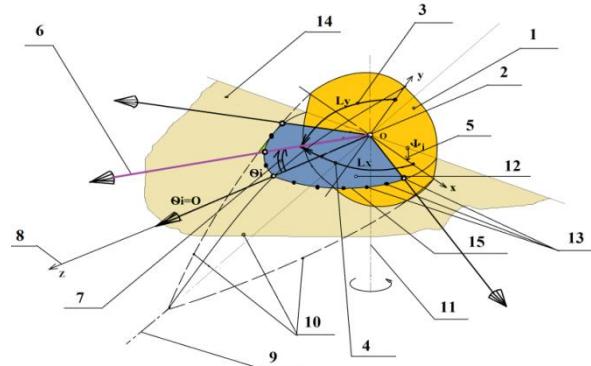


Рис. 3. Геометрическое представление задачи по определению компонент УОП.

Различные элементы систем представленных на рис.3 имеют следующие обозначения: (1)-апертура ФАР; (2)-центр апертуры ФАР; (3,4)-управляющие углы L_x и L_y ; (5)- Ψ_j произвольный угол крена ФАР; (6)-произвольное направление установки луча ФАР; (7)-пространственный угол θ_i между нормалью к раскрыву и направлением установки луча ФАР; (8)-нормаль к раскрыву ФАР (луч, установленный по нормали имеет $\theta_i=0$); (9,10)-ось и образующие поверхности обтекателя; (11)-азимутальная ось вращения ФАР, установленной на ОПУА при измерениях; (12)-плоскость установки луча ФАР; (13)-дискретные точки установки луча ФАР; (14)-плоскость азимутального поворота ОПУА; (15)-линия сечения на поверхности РПО, по которой производится измерение компонент УОП.

На рис. 4 картографическими линиями сечений, схематично представлены пространственные разностные ДН (ΔA_z -зеленые линии сечений, ΔU_m – красные линии сечений) в системе координат направляющих (управляющих) косинусов $U=\cos L_x$, $V=\cos L_y$. Известно, что в такой системе координат «линии нулевых уровней» пространственных ДН разностных каналов плоских ФАР, отображаются прямыми линиями вдоль осей u или v . Координаты установки луча ФАР на этой плоскости будут полностью определены углом отклонения луча ФАР от нормали к раскрыву - θ_o и углом установки ФАР по крену - Ψ . На плоскости (U, V) можно выделить две характерные точки:

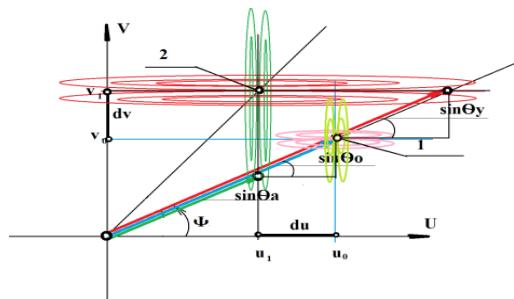


Рис.4 Линии сечений пространственных разностных ДН

В точке 1, до установки РПО, луч ФАР устанавливается по сферическим координатам θ_o , Ψ , и соответствует точному пеленгу на направление прихода плоского

фронта э/м волны от «цели» (в нашем случае от коллиматора измерительного комплекса). На плоскости управляющих косинусов - это точка с координатами (u_0, v_0) . При этом, пересечение «линий нулевых уровней» пространственных разностных ДН, формируемых тестируемой ФАР, происходит в точке 1.

Практически это означает совпадение координат минимумов (θ_a и θ_y) одновременно измеряемых по каналам ΔA_z и ΔU_m сечений разностных ДН. На рис.5 (а) приведена копия с экрана измерительного комплекса, демонстрирующая совпадение измеряемых угловых координат $\theta_a = \theta_y$ с выбранным углом отклонения луча - θ_o .

В точке 2, после установки РПО, луч ФАР по прежнему установлен по сферическим координатам θ_o , Ψ на направление прихода плоского фронта э.м. волны от «цели». Однако, из-за преломления в РПО, теперь направление прихода плоского фронта э.м. волны уже не соответствует первоначально установленному пеленгу. Таким образом, точка 2 (как одна из возможных точек) с координатами (u_1, v_1) , соответствует изменившемуся направлению пеленга, вызванному установкой РПО. Пересечение «линий нулевых уровней» пространственных разностных ДН, формируемых тестируемой теперь уже системой ФАР-РПО, происходит в точке 2. Поскольку система ФАР-РПО по-прежнему сформирована по координатам θ_o , Ψ , то фактически измеряемые минимумы сечений обеих пространственных разностных ДН и определяемые векторами $\sin\theta_a$ и $\sin\theta_y$, будут зафиксированы на углах θ_a и θ_y соответственно. При этом фиксируемые углы измеренных минимумов θ_a и θ_y не равны, и не совпадают с θ_o . На рис.5 (б) представлено как при этом выглядит экран измерительного комплекса.

Проводя необходимые подстановки и дальнейшие преобразования можно получить более общий вид выражений для α_x α_y - координат фазирования решетки, которые передаются из вычислителя БРЛС в блок управления лучом ФАР при каждом такте перестройки луча. В этом случае сами компоненты УОП пеленгационной ошибки ($\Delta\alpha_{xi,j}$, $\Delta\alpha_{yi,j}$) вносимые РПО, при углах установки системы «антенна-обтекатель» $\theta_o=\theta_{oi}$, $\Psi=\Psi_j$ в переменных сферической системы координат антенны, могут быть рассчитаны по формулам:

$$\Delta\alpha_x i,j = \arccos [\sin\theta_{oi} * \cos\Psi_j + (\sin\theta_{ai} - \sin\theta_{oi}) * \cos\Psi_j] - \arccos [\sin\theta_{oi} * \cos\Psi_j] \quad (1)$$

$$\Delta\alpha_y i,j = \arccos [\sin\theta_{oi} * \sin\Psi_j + (\sin\theta_{yi} - \sin\theta_{oi}) * \sin\Psi_j] - \arccos [\sin\theta_{oi} * \sin\Psi_j] \quad (2)$$

где:

θ_{oi} - текущее значение угла θ_o в сферической системе координат ФАР, между нормалью к раскрыву ФАР и направлением на минимум, формируемый пространственными разностными ДН, до установки обтекателя, при котором измеряемые минимумы в сечениях разностных ДН – совпадают. Эта ситуация соответствует точному пеленгу на цель;

Ψ_j - текущее значение угла крена антенной системы относительно горизонтальной плоскости азимутального сканирования ОПУА;

θ_{ai} - измеренный, фактический угол минимума сечения разностной пространственной азимутальной диаграммы (при $\theta=\theta_{oi}$; $\Psi=\Psi_j$) после установки обтекателя;

θ_{yi} - измеренный, фактический угол минимума сечения разностной пространственной угломестной диаграммы (при $\theta=\theta_{oi}$; $\Psi=\Psi_j$) после установки обтекателя;

Если перефазировать ФАР по новым координатам, учтя при этом вычисленные ошибки с соответствующими знаками, и снова провести измерения, то результат влияния РПО будет скомпенсирован, вернув систему снова к точной установке пеленга на источник сигнала. По этой причине, данный метод измерения компонент УОП, в дальнейшем, именуется методом «компенсации».

Пусть, до установки РПО, плоскость отклонения луча ФАР (12) лежит в плоскости азимутального поворота ОПУА (14) и при этом совпадают с горизонтальной, как

показано на рис.2. Тогда в точках (13) происходит совпадение координат минимумов измеряемых сечений обеих разностных ДН, формируемых ФАР и выполняется условие $\theta_{ai}=\theta_{yi}=\theta_{oi}$ т.е. имеет место точная установка ФАР по пеленгу на источник сигнала (рис.5а). После установки РПО на ФАР, на тех же углах, измеряются новые, (рис.5б), «разбежавшиеся» координаты минимумов сечений разностных ДН θ_{ai} и θ_{yi} . В этом случае, предложенная математическая модель работает, а по величинам и знакам отклонений θ_{ai} и θ_{yi} от изначального θ_{oi} , по формулам (1)-(2) расчитываются компоненты пеленгационной ошибки $\Delta\alpha_{xi,j}$ и $\Delta\alpha_{yi,j}$. При этом линии сечения (15) на рис.2, поверхности РПО плоскостью установки луча ФАР (12), на которой лежат эти точки, определит одну из строк общей матрицы УОП.

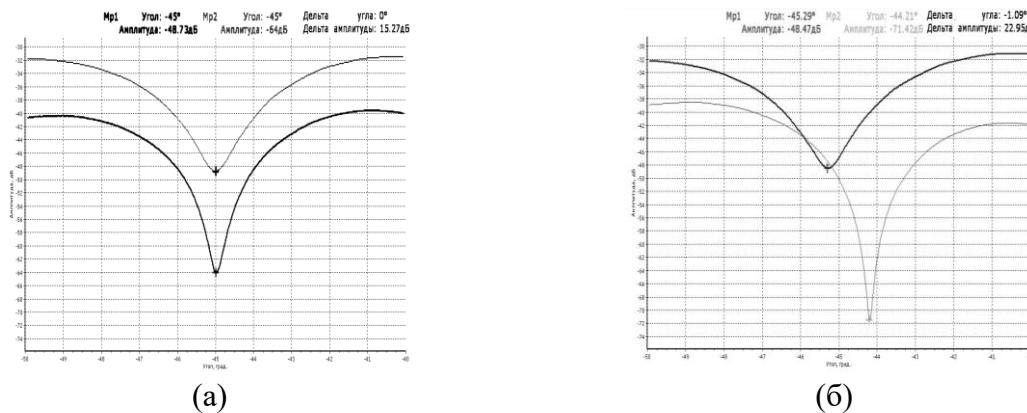


Рис. 5. (а, б) Снимки экрана монитора измерительного комплекса при точно установленном пеленге на источник сигнала (а), и отсутствии такового - (б).

4. ГЕОМЕТРИЯ ЗАДАЧИ ДЛЯ НАБОРА СЕЧЕНИЙ ПО ВСЕЙ ПОВЕРХНОСТИ РПО

В дальнейшем подобные измерения могут быть проведены по всей поверхности РПО, т.е. при всех возможных дискретных установках системы ФАР-РПО по углам крена Ψ_j и углам отклонения луча θ_{oi} . Тем самым может быть получен набор строк и, соответственно, матрица компонент УОП для РПО произвольной формы и произвольной установкой ФАР под ним (рис. 6)

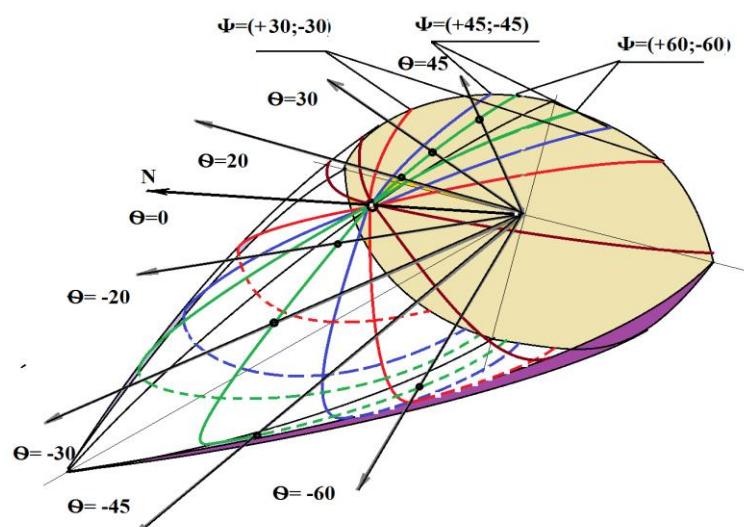


Рис. 6. Линии сечений поверхности РПО произвольной формы и точки на них, по которым производятся измерения компонент УОП

5. ИСПОЛЬЗОВАНИЯ БЫСТРОСЪЕМНОГО МАКЕТА-ИМИТАТОРА РПО С «ИСКУССТВЕННО» ВНОСИМЫМИ НЕОДНОРОДНОСТЯМИ

Для отработки методики и сравнения полученных результатов с данными измерений при применении других методик, была предложена и изготовлена модель имитатора РПО рис.1(а), обладающая следующими свойствами:

- реальная, наблюдаемая при измерениях, способность преломлять фронт падающей плоской волны (т.е. вносить какие то УОП по обеим компонентам $\Delta\alpha_{xi,j}$ и $\Delta\alpha_{yi,j}$);
- малый вес, обеспечивающий незначительное механическое воздействие на привода ОПУА, с установленной на нем системой ФАР-РПО;
- различные участки поверхности имитатора должны обладать различным коэффициентом преломления (как это бывает в реальном РПО).

6. РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ УОП, ПРОВЕДЕННЫЕ НА МАКЕТЕ-ИМИТАТОРЕ РПО

Для компоненты УОП $\Delta\alpha_x$ на рис.7 (а, б) и для компоненты УОП $\Delta\alpha_y$ на рис.8 (а, б), на угле крена системы $\Psi = +60$ град., приведены данные, полученные прелагаемым методом «компенсации», а так же измеренные по другой методике. Суть ее состоит в непосредственном измерении координат пространственного минимума, формируемого динамическими разностными пространственными диаграммами направленности (ДПДН) тестируемой ФАР [4], до и после установки РПО, когда положение этого минимума изменяется. Для удобства компоненты УОП, измеренные на модели-имитаторе РПО с применением ДПДН и полученные методом «компенсации» по сечению $\Psi = +60$ град., приведены на графиках вместе. Методика, предполагающая измерение ДПДН, ввиду своей сложности практической реализации на измерительном комплексе, и огромного массива измеряемых при этом данных, пока находится в стадии разработки. Но, неплохая повторяемость данных полученных на одном и том же макете-имитаторе РПО с помощью двух разных подходов, позволяет надеяться, что и метод измерения УОП с применением ДПДН найдет свое место.

Симметрично расположенные точки на поверхности РПО, по всей видимости, должны обладать схожими свойствами по способности преломлять падающую электромагнитную волну. По этой причине и исходя из простых представлений геометрической оптики, для компоненты $\Delta\alpha_x$ - это совпадение по абсолютной величине и противоположность по знаку. Для компоненты $\Delta\alpha_y$ - это совпадение по абсолютной величине и по знаку.

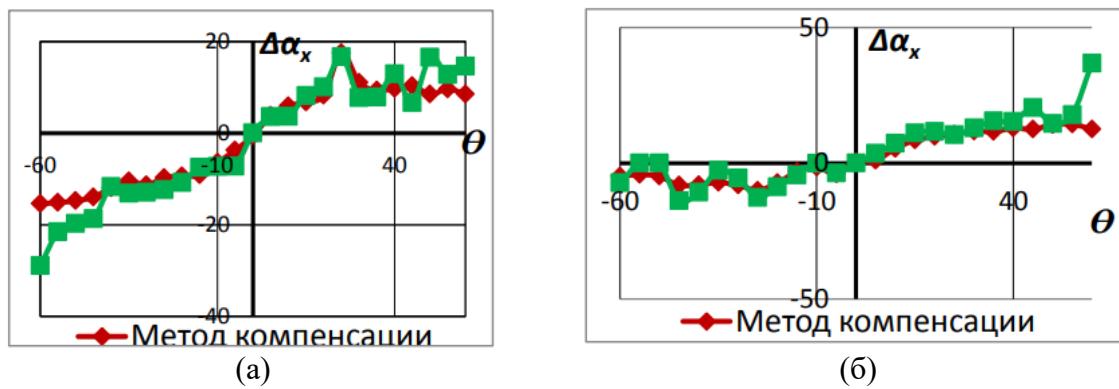


Рис.7. (а, б) Сравнительные данные (метод «компенсации» и метод ДПДН-зеленый график) измеренной компоненты $\Delta\alpha_x$ УОП (для макета-имитатора), при $\Psi = -60$ град.(а), $\Psi = +60$ град.(б)

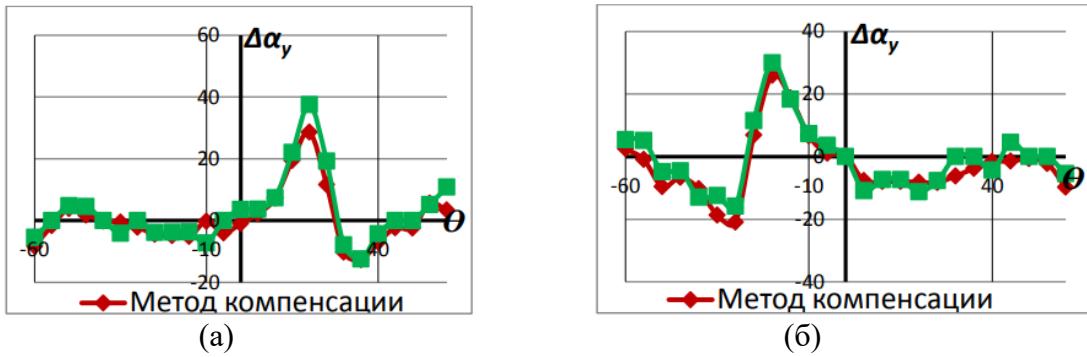


Рис. 8. (а,б) Сравнительные данные (метод «компенсации» и метод ДПДН-зеленый график) измеренной компоненты Δa_y УОП (для макета-имитатора), при $\Psi = -60$ град.(а), $\Psi = +60$ град.(б)

7. СРАВНИТЕЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ ОТДЕЛЬНЫХ КОМПОНЕНТ УОП, ИЗМЕРЕННЫХ КЛАССИЧЕСКИМ МЕТОДОМ «РАЗНОСТИ» И ПОЛУЧЕННЫХ МЕТОДОМ «КОМПЕНСАЦИИ» (ПО ОДНОЙ ЛИНИИ СЕЧЕНИЯ КАПЛЕВИДНОГО РПО).

Следующий этап работ, был связан с измерениями РТХ системы антenna-обтекатель каплевидной формы [2]. ФАР под таким РПО имеет возможность вращаться по азимуту. Ранее эта система была представлена на рис.1 (б).

В данном случае измерительные задачи решались от обратного. ФАР с помощью выносного кронштейна жестко крепилась на опорно поворотное устройство (ОПУА) антенно-измерительного комплекса, а специально разработанная остинастка, позволяла осуществлять установку РПО на любой угол поворота Ω относительно ФАР, как показано на рис.9.



Рис. 9. Общий вид измерительного комплекса с установленной под РПО (с произвольным углом крена Ψ) тестовой ФАР

В плоскости азимутальной установки ФАР, применив классический метод «разности», мы легко можем измерить зависимость азимутальной компоненты УОП ($\Delta\alpha_x$) от угла взаимной установки ФАР-РПО - Ω . При этом, выход азимутального разностного канала ФАР (ΔA_3) подключается к одному из приемных входов ВАЦ, а измерение самой угловой координаты минимума ДН производится незначительным движением ОПУА в азимутальной плоскости. Если луч ФАР, то компонента эта будет измерена по одной линии сечения поверхности РПО. Точно таким же способом, подключив соответствующий выход (ΔU_m) к другому входу ВАЦ, при угломестной установки системы ФАР-РПО, можно измерить зависимость угломестной компоненты ($\Delta\alpha_y$) УОП от угла взаимной азимутальной установки ФАР-РПО. Причем компонента эта будет

измерена по той же линии сечения РПО, как и для случая азимутальной установки ФАР. Конструкция ОПУА, как видно из рис.9, не позволяет провести измерения во всем диапазоне углов Ω (+180град.) при угломестной установке системы. Небольшой сектор углов при этом оказывается недоступен для измерения. Если, при этом переустановить систему в отрицательную угломестную позицию, то отсутствующие в «слепой» зоне результаты (взятые с противоположным знаком) можно восполнить.

Установив систему на произвольный угол крена (рис.9) и подключив оба измерительных канала ($\Delta A_z; \Delta U_m$) к векторному анализатору цепей (ВАЦ), мы можем провести необходимые измерения и воспользовавшись предложенным методом «компенсации», рассчитать обе компоненты УОП для РПО каплевидной формы. Поскольку применение расчетных формул (1)-(2) для компонент УОП $\Delta \alpha_x$ $\Delta \alpha_y$, рассчитываемых по методу «компенсации» корректно лишь при выполнении начального условия (до установки РПО) $\theta_a = \theta_y = \theta_o$, измерения были проведены на следующих найденных углах установки ФАР БПЛА по крену ($\Psi = +31.5$ град.; $+72.5$ град.; -39.5 град.; -62.0 град.), на которых данное условия – выполнялось [2]. Луч ФАР при этом не отклонялся от нормали $\theta_o=0$. Меняя взаимный азимутальный угол установки ФАР и РПО $-\Omega$ с определенным дискретом, мы получаем набор точек, лежащих на том же сечении, в котором ранее производились раздельные измерения компонент УОП классическим методом. Графики измеренных классическим способом отдельных компонент УОП и рассчитанные методом «компенсации» на разных углах установки системы по крену, от взаимного угла установки $-\Omega$ приведены совместно на рис.10 и 11 (под названиями « $\Delta \alpha_x$ классич.» и « $\Delta \alpha_y$ классич.»; « $\Delta \alpha_x$ компенс.» и « $\Delta \alpha_y$ компенс.»)

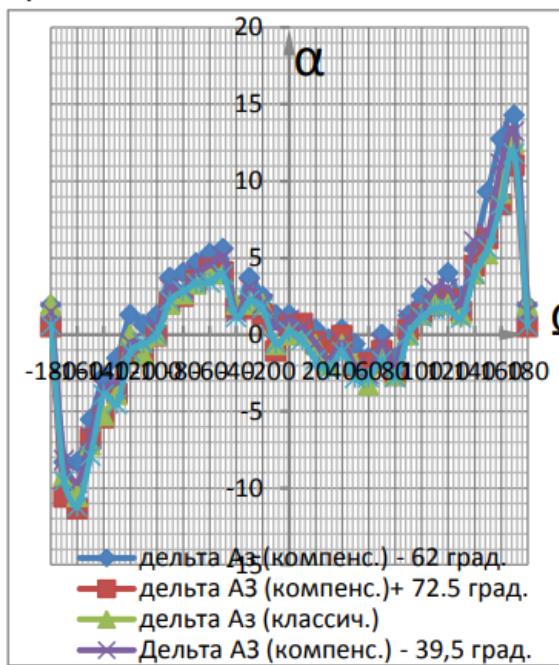


Рис. 10. Измеренные классическим способом «разности» и расчетные (метод «компенсации») графики азимутальной компоненты УОП $\Delta \alpha_x(\Omega)$ при различных углах крена ($\Psi = +72.5$ град.; -39.5 град.; -62.0 град.)

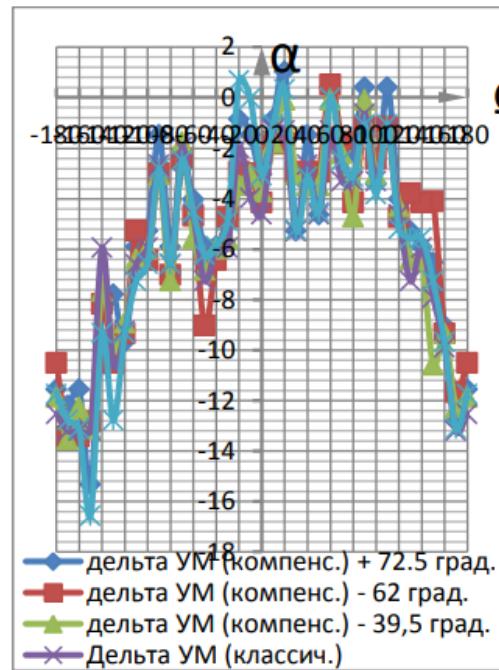


Рис. 11. Измеренные классическим способом «разности» и расчетные (метод «компенсации») графики угломестной компоненты УОП $\Delta \alpha_y(\Omega)$ при различных углах крена ($\Psi = +72.5$ град.; -39.5 град.; -62.0 град.)

Результаты расчетов компонент УОП по формулам для метода «компенсации», как видно из графиков, довольно хорошо (с погрешностью $+3$ угл. мин.) коррелируют с результатами непосредственного классического способа измерения компонент УОП.

На рис.12 схематично показана установка системы ФАР(1) - РПО(3) на ОПУА, при угле крена системы относительно горизонтальной плоскости (10) равным $-\Psi$ (5). Если каждый раз при отклонении луча (4) ФАР на произвольный угол θ_0 (8) (в диапазоне возможных углов отклонения для данной ФАР) при неизменном угле крена ФАР- Ψ , фазировать ее так, что отклоненный луч (4) устанавливался в горизонтальную плоскость измерений (белая на рис.12), совпадающую с горизонтальной плоскостью азимутального поворота ОПУА-(10), то измерить сечения обеих разностных ДН можно простым движением ОПУА в горизонтальной плоскости, как и в случае с РПО на рис.1(a).

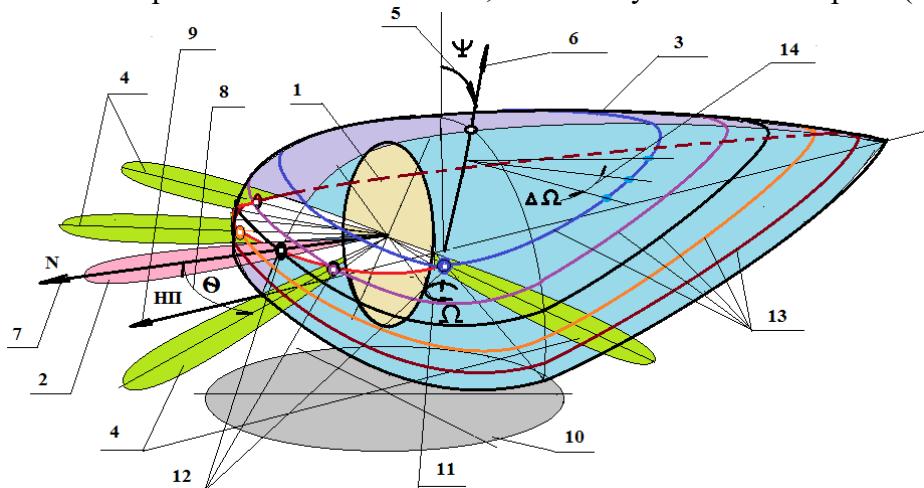


Рис. 12. Установка системы ФАР – РПО (БПЛА), на произвольный угол крена, для последующего измерения координат ухода пеленга и расчета компонент УОП по всей поверхности РПО

На основе этой методики может быть предложена последовательность действий позволяющая измерить матрицу компонент УОП по значительной поверхности такого РПО. Отклоняя луч ФАР на различные углы в горизонтальной плоскости при неизменном угле крена (5) и вращая РПО вокруг оси (6), можно получить набор сечений (13) по которым могут быть измерены обе компоненты УОП.

8. ОЦЕНКА ОШИБОК ИЗМЕРЕНИЯ

Вопросы, касающиеся погрешностей и точностей предложенной методики подробнее обсуждались в работах [1],[2].

9. ВЫВОДЫ

Полученные разными способами компоненты $\Delta\alpha_x$ и $\Delta\alpha_y$, достаточно неплохо коррелированы друг с другом и верно отражают физический смысл зависимости компонент УОП (для рассмотренных форм РПО) от углов падения плоской э/м волны на его поверхность.

Следует заметить, что если воспользоваться выходом суммарного канала ФАР, предложенный метод вычисления компонент УОП, может быть использован для получения данных о коэффициенте прохождения (КП) по значительной поверхности тестируемого РПО.

К безусловным достоинствам метода, следует отнести возможность измерять параметры РПО непосредственно с помощью антенной системы (ФАР, АФАР), которая и

предполагается в дальнейшем к использованию в комплексе. Это значительно увеличивает достоверность получаемых данных.

10. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проделанная работа привела авторов к глубокому убеждению, что РПО под которым располагается антенная система БРЛС, способен в значительной степени повлиять на характеристики ее излучения. Реально изготавливаемые в промышленности (даже однотипных по форме) обтекатели в значительной степени индивидуальны, а стало быть, вряд ли могут быть точно математически смоделированы. Кроме того, любое (за исключением очень ограниченного ряда случаев) математическое моделирование, при всей его прогрессивности, требует подтверждения предсказанного им результата. По этой причине, когда параметры антенно-измерительных комплексов позволяют это сделать, на взгляд авторов, не следует избегать возможности что-то измерить практически. В предложененной методике, в частности, намечен подход, позволяющий практически измерить компоненты УОП (или КП) по значительной части поверхности РПО различных форм. Вместе с тем, предложенный способ измерения УОП (КП и т.д.) требует дальнейшего тщательного метрологического исследования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Макушкин И.Е., Дорофеев А.Е., Грибанов А.Н., Гавrilova С.Е., Синани А.И. Метод измерения угловых ошибок пеленга в системе «антенна-обтекатель» в области сканирования луча ФАР// Вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей». – 2019г. - №2.- с.7-24.
2. Макушкин И.Е., Шемарин А.М.; Вицукаев Ю.Ю.; Тюрин Д.М. Способ измерения пеленгационных ошибок для радиопрозрачного обтекателя произвольной формы// Вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей». – 2020г. - №1.- с.26-45.
3. Каплун В. А. Обтекатели антенн СВЧ (Радиотехнический расчет и проектирование). М.: Сов. радио. 1974
4. С.Е. Гаврилова, А.Н. Грибанов, Г.Ф. Мосейчук, А.И.Синани. Особенности реконструкции возбуждения в раскрыве плоской многоэлементной фазированной антенной решетки с использованием динамических диаграмм направленности. // Вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей». – 2017г. - №4.- с.32-39.

REFERENCES

1. Makushkin I.E, Dorofeev A.E, Gribanov A.N, Gavrilova S.E, Sinani A.I. Metod izmereniya uglovykh oshibok pelenga v sisteme «antenna-obtekatel'» v oblasti skanirovaniya lucha FAR. Vestnik Kontserna PVO «Almaz-Antej». 2019. IN 2. S. 7-24. (in Russian)
2. Makushkin I.E, Shemarin A.M, Vitsukaev Yu.Yu, Tyurin D.M. Sposob izmereniya pelengatsionnykh oshibok dlya radioprozrachnogo obtekatelya proizvol'noj formy. Vestnik Kontserna PVO «Almaz-Antej». 2020. IN 1. S. 26-45. (in Russian)
3. Kaplun V.A. Obtekateli antenn SVCh (Radiotekhnicheskij raschet i proektirovanie). M.: Sov. radio. 1974. (in Russian)
4. Gavrilova S.E, Gribanov A.N, Mosejchuk G.F, Sinani A.I. Osobennosti rekonstruksi vozbuzhdeniya v raskryve ploskoj mnogoelementnoj fazirovannoj antennoj reshetki s ispol'zovaniem dinamicheskikh diagramm napravlennosti. Vestnik Kontserna PVO «Almaz-Antej». 2017. N 4. S. 32-39. (in Russian)

СРАВНЕНИЕ МЕТОДИКИ ФОРМИРОВАНИЯ ВИРТУАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ НА ОСНОВЕ ФУНКЦИИ ГАНКЕЛЯ И ВИРТУАЛЬНЫХ МАГНИТНЫХ ДИПОЛЕЙ

Е. А. Ищенко¹, В. В. Негров^{1, 2}, Ю. Г. Пастернак¹, В. А. Пендурин³, С. М. Фёдоров¹

¹Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж,
Российская Федерация

²АО «НКТБ «Феррит», Воронеж, Российская Федерация

³АО НПП Автоматизированные системы связи (АО НПП «ACS»), Воронеж,
Российская Федерация

Аннотация. В работе проводится сравнение эффективности и точности формирования виртуальной антенной решетки на основе функции Ганкеля и виртуальных магнитных диполей. Использование функции Ганкеля основано на фундаментальном решении уравнений Гельмгольца с последующей аппроксимацией радиоволн. На основе реальной кольцевой антенной решетки формируется комплекс виртуальной антенной решетки для пеленгации направления прихода радиоволн. Использование магнитных виртуальных диполей основано на уравнениях Максвелла с пересчетом характеристик Е-поля, которые измеряют векторные антенные элементы в Н-поле, которые являются более помехоустойчивыми. Полученные результаты проиллюстрированы картинами пеленгов, а также статистическими показателями пеленгации.

Ключевые слова: виртуальная антенная решетка; аппроксимация электромагнитного поля; функция Ганкеля; магнитные диполи.

COMPARISON OF METHODS FOR FORMING A VIRTUAL ANTENNA ARRIGE BASED ON THE HANKEL FUNCTION AND VIRTUAL MAGNETIC DIPOLES

Е. А. Ishchenko¹, V. V. Negrobov^{1, 2}, Yu. G. Pasternak¹, V. A. Penduyrin³, S. M. Fedorov¹

¹Voronezh state technical university (VSTU), Voronezh, Russian Federation

²JSC “Ferrit”, Voronezh, Russian Federation

³JSC NPP “Automated communication systems” (JSC NPP “ACS”), Voronezh,
Russian Federation

Abstract. The paper compares the efficiency and accuracy of forming a virtual antenna array based on the Hankel function and virtual magnetic dipoles. The use of the Hankel function is based on the fundamental solution of the Helmholtz equations followed by an approximation of radio waves. On the basis of a real annular antenna array, a virtual antenna array complex is formed for direction finding of the direction of arrival of radio waves. The use of magnetic virtual dipoles is based on Maxwell's E-field recalculations equations, which measure H-field vector antenna elements that are more robust. The results obtained are illustrated by bearing patterns, as well as by statistical indicators of direction finding.

Keywords: virtual antenna array; approximation of the electromagnetic field; Hankel function; magnetic dipoles.

1. ВВЕДЕНИЕ

Радиопеленгационные комплексы востребованы во многих сферах определения характеристик электромагнитных волн. Однако из-за влияния корпуса-носителя на

характеристики поля возникают ошибки и искажения в определении пеленга электромагнитных волн. Для уменьшения таких искажений возможно использование методик аппроксимации электромагнитных волн, например, путем формирования виртуальных антенных решеток (ВАР). Эффективность применения виртуальных антенных решеток показано в работах [1-4]. Так, можно выделить, что формирование виртуальных антенных решеток позволяет повысить помехоустойчивость пеленгационного комплекса, уменьшить ширину главного лепестка диаграммы направленности, снизить влияние окружающей среды на точность пеленгации электромагнитных волн. Однако базовыми методами формирования ВАР являются – MUSIC, ESPRIT, root-MUSIC; все эти методы требуют больших вычислительных операций, долгой обработки результатов, что приводит к снижению эффективности использования таких способов. В данной работе рассматриваются два алгоритма формирования ВАР – применение функции Ганкеля, а также виртуальных магнитных диполей. Рассматриваемые методы должны позволить сохранить высокую точность пеленгации электромагнитных волн, при этом значительно упростить процедуру расчетов характеристик электромагнитных волн.

2. ОПИСАНИЕ МЕТОДОВ ФОРМИРОВАНИЯ ВИРТУАЛЬНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

Рассмотрим методику формирования виртуальной антенной решетки на основе функции Ганкеля. Основными характеристиками электромагнитных волн, которые используются при данном способе являются напряжения, которые будут возбуждены волной в нагрузках кольцевой антенной решетки. Так как напряжения, которые измерит антенная система будут иметь комплексный вид, то мы можем выполнить их аппроксимацию на основе функции Ганкеля (выступает фундаментальным решением уравнений Гельмгольца). Аппроксимированные напряжения в виртуальных антенных элементах будут иметь вид:

$$U_{VAI}(f) = \sum_{n=1}^N X(f) \cdot H^{(1)}\left(0, k_0 \sqrt{(x_n - x_0)^2 + (y_n - y_0)^2}\right) \quad (1)$$

где x_n, y_n – координаты элементов ВАР; x_0, y_0 – координаты элементов на вспомогательной окружности при изначальной аппроксимации поля; $X(f)$ – корни системы уравнений для нахождения поправочных коэффициентов. Далее на основе новых напряжений производится пеленгация на основе и корреляционно-интерферометрического способа пеленгации.

Использование же виртуальных магнитных диполей основано на втором уравнении Максвелла:

$$\oint_L \vec{E} d\vec{l} = -\frac{d}{dt} \int_S \vec{B} d\vec{s} \quad (2)$$

Где $d\vec{l}$ – единичный векторный элемент контура интегрирования L , который ориентирован против часовой стрелки; $d\vec{s}$ – единичный элемент площади, ориентированный по нормали к поверхности S , опирающейся на контур L ; \vec{B} – вектор магнитной индукции, пронизывающей поверхность S .

Для определения характеристик Е-поля в таком случае используются векторные антенные элементы, вид одного приводится на рисунке 1.

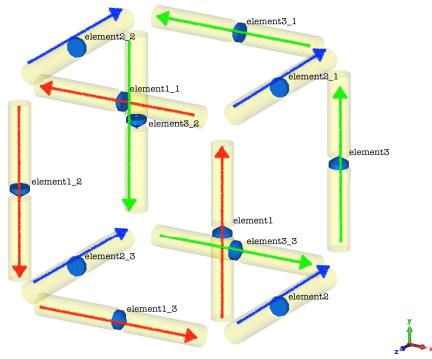


Рис. 1. Векторный антенный элемент.

Далее на основе суммарных компонент магнитного поля (x , y , z) определяется пеленг электромагнитной волны.

Для оценки эффективности предложенных методов проводилось моделирование задачи пеленгации с использованием функции Ганкеля и виртуальных магнитных диполей.

3. ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ВИРТУАЛЬНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

В данной работе рассматривается два комплекса пеленгации, которые устанавливаются на подвижной платформе, как это показано на рисунке 2.

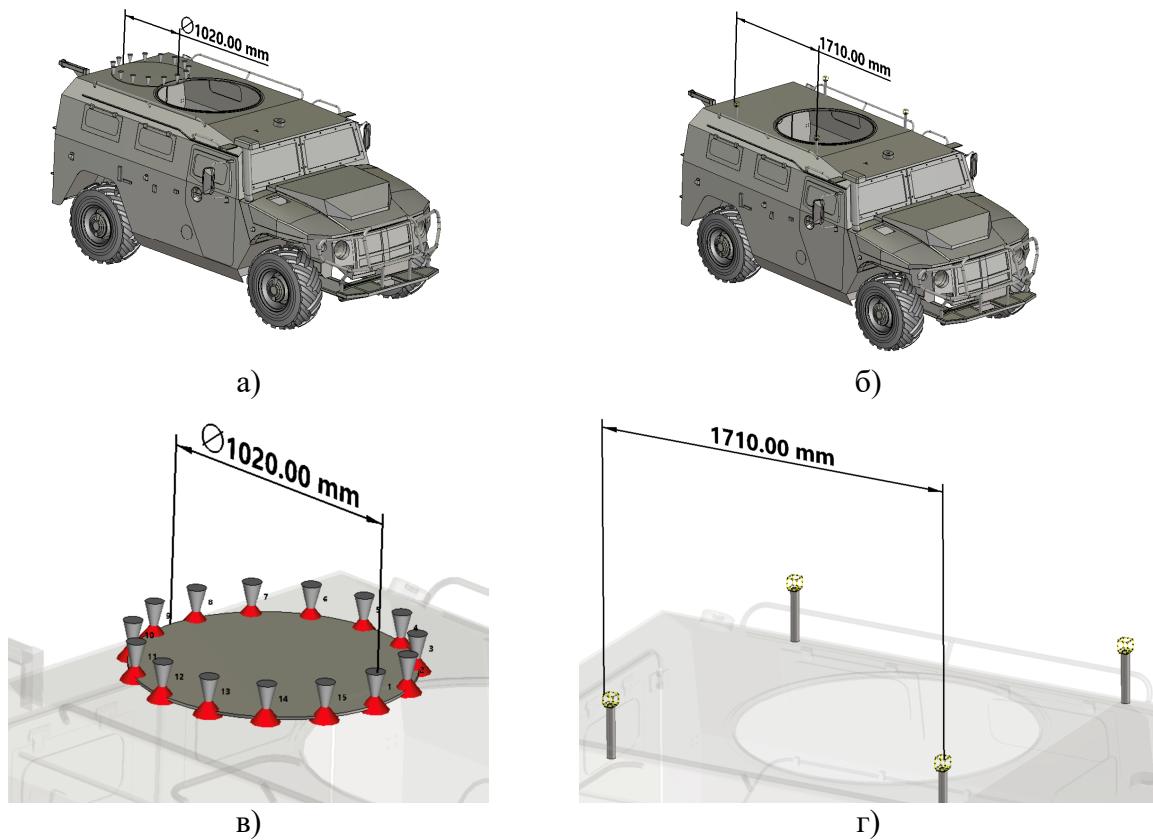


Рис. 2. Исследуемая модель пеленгаторов: а) формирование ВАР на основе функции Ганкеля; б) формирование ВАР на основе магнитных диполей; в) вид пеленгационной антенной решетки для формирования ВАР с использованием функции Ганкеля; г) пеленгационный комплекс на основе векторных антенных элементов.

Как видно по приведенным конструкциям, формирование ВАР на основе функции Ганкеля требует кольцевой реальной антенной решетки (радиус кольца 510 мм), а при использовании виртуальных магнитных диполей используются четыре миниатюрных векторных антенных элемента. Полученные модели облучались плоской электромагнитной волной с горизонтальной поляризацией, а пеленги определялись как с использованием виртуальных, так и с использованием реальных антенных решеток. Для наглядности результатов на рисунке 3 приводятся картины пеленгов для углов прихода волны в 20° и 120° , а статистические показатели пеленгации приводятся в таблице 1.

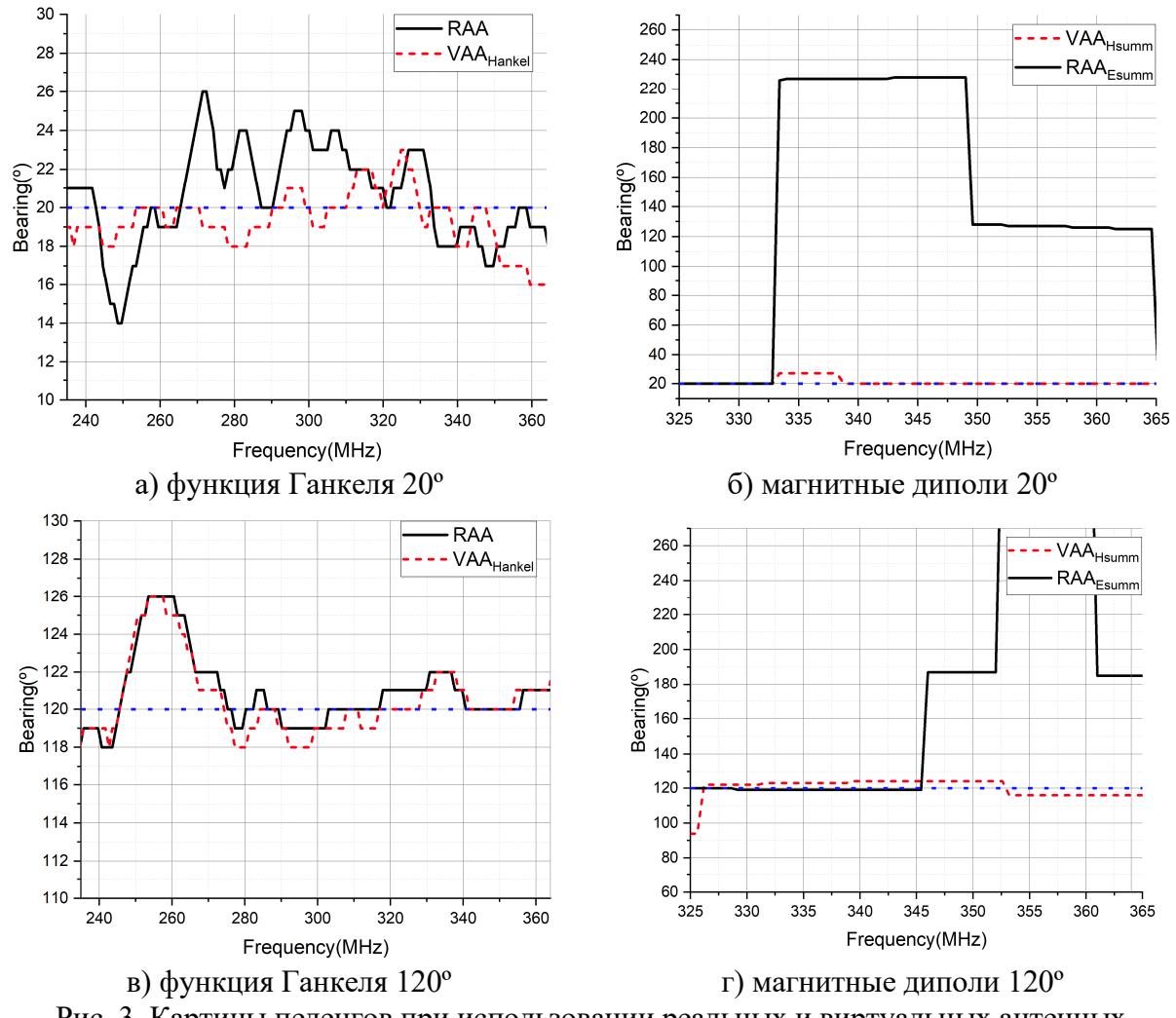


Рис. 3. Картины пеленгов при использовании реальных и виртуальных антенных решеток: а), в) использование метода Ганкеля и простого корреляционно-интерферометрического способа без аппроксимации; б), г) использование магнитных диполей и электрических компонент поля.

Таблица 1. Статистические показатели пеленгации

ИРИ	Кольцевая АР						Векторные АЭ					
	ПАР			ВАР _{Ганкель}			ПАР			ВАР _{маг. дип.}		
	m ₁	σ	err	m ₁	σ	err	m ₁	σ	err	m ₁	σ	err
0	122.5	209.6	122.5	0.00	0.00	0.00	32.9	91.76	32.86	0	0	0
20	20.6	2.64	2.16	19.40	1.60	1.18	148.2	150.91	128.19	21.0	2.67	1.02
40	42.2	4.15	3.06	41.90	3.86	2.95	95.4	94.78	55.39	42.1	2.30	2.16
60	59.3	2.80	2.19	59.80	2.60	1.86	135.1	137.9	76.63	62.2	2.71	2.27
80	80.4	2.00	1.43	80.60	1.87	1.42	150.8	91.04	71.87	82.5	3.20	2.84
90	90.70	1.71	1.22	90.65	1.55	1.08	194.9	163.26	104.98	88.7	1.93	1.61
100	100.6	1.52	1.31	100.50	1.34	1.02	110.59	104.87	70.76	99.6	4.57	4.20
120	120.9	2.13	1.38	120.50	2.09	1.41	187.5	115.74	68.39	120.9	4.80	3.81
140	143.4	4.30	3.53	140.80	2.39	1.89	174.1	72.56	39.29	142.3	3.41	2.51
160	163.7	4.06	3.65	161.20	1.49	1.25	147.7	74.77	45.11	160.6	2.22	1.98
180	182.8	2.64	2.20	179.90	0.48	0.21	182.9	22.86	5.84	180	0.10	0.10
Сред.	---	21.59	13.14	---	1.75	1.29	---	101.86	63.57	---	2.54	2.05

Полученные результаты показывают, что использование предложенных способов формирования ВАР позволяют повысить точность пеленгации, при этом при использовании аппроксимации на основе функции Ганкеля пеленгация обладает высокой точностью в диапазоне частот от 235 до 364 МГц; а при применении магнитных диполей от 325.5 до 362.5 МГц.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенные исследования показывают, что использование виртуальных антенных решеток позволяют значительно повысить точность пеленгации, при этом использование различных способов формирования ВАР позволяет достичь или более точных результатов или достичь минимизации размеров комплекса пеленгации. Рассмотренные способы формирования ВАР обеспечивают упрощение математического аппарата, при этом обладают высокой точностью итоговых результатов. Также можно отметить, что для разных задач могут быть использованы разные конструкции пеленгаторов, что обеспечивает гибкость методов формирования ВАР в разных задачах.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 19-79-10109, <https://rscf.ru/project/19-79-10109/>.

ЛИТЕРАТУРА

1. Vaskelainen L. I. Virtual array synthesis method for planar array antennas. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1998, Vol. 46, № 3. – pp. 391-396.
2. Dawood H. S., El-Khobby H. A., Elnaby M. M. A., Hussein A. H. Optimized VAA Based Synthesis of Elliptical Cylindrical Antenna Array for SLL Reduction and Beam Thinning Using Minimum Number of Elements. // IEEE Access, 2021, Vol. 9. – pp. 50949-50960.
3. Zhang F., Fan W., Zhang J., Pedersen G. F. Virtual Large-Scale Array Beamforming Analysis Using Measured Subarray Antenna Patterns. // IEEE Access, 2017, Vol. 5. – pp. 19812-19823.
4. Deng H., Himed B. A Virtual Antenna Beamforming (VAB) Approach for Radar Systems by Using Orthogonal Coding Waveforms. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2009, Vol. 57, № 2. – pp. 425-435.

REFERENCES

1. Vaskelainen L. I. Virtual array synthesis method for planar array antennas. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1998, Vol. 46, № 3. – pp. 391-396.
2. Dawood H. S., El-Khobby H. A., Elnaby M. M. A., Hussein A. H. Optimized VAA Based Synthesis of Elliptical Cylindrical Antenna Array for SLL Reduction and Beam Thinning Using Minimum Number of Elements. // IEEE Access, 2021, Vol. 9. – pp. 50949-50960.
3. Zhang F., Fan W., Zhang J., Pedersen G. F. Virtual Large-Scale Array Beamforming Analysis Using Measured Subarray Antenna Patterns. // IEEE Access, 2017, Vol. 5. – pp. 19812-19823.
4. Deng H., Himed B. A Virtual Antenna Beamforming (VAB) Approach for Radar Systems by Using Orthogonal Coding Waveforms. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2009, Vol. 57, № 2. – pp. 425-435.

ТОЧНОСТЬ ОДНОПОЗИЦИОННОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКОВ КВ ИЗЛУЧЕНИЯ НА МНОГОСКАЧКОВЫХ ШИРОТНЫХ И ДОЛГОТНЫХ ТРАССАХ

Г. Г. Вертоградов¹, М. А. Михайлов¹, В. Д. Черных¹

¹Южный федеральный университет (ЮФУ), Ростов-на-Дону, Россия

Аннотация. Приведены результаты измерения углов прихода различных мод распространения в ноябре и декабре 2022 г. на широтной трассе протяженностью 1066 км и долготной трассе протяженностью 3017 км. На основе траекторных расчетов в ионосфере, заданной моделью IRI-2021, выполнены оценки дальности до источника излучения однопозиционным методом. Показано, что средняя относительная погрешность оценки дальности однопозиционным методом на широтной трассе составила 16.1%, а на долготной трассе погрешность оказалась меньше и достигла величины 10.2%.

Ключевые слова: однопозиционное местоопределение; КВ радиопеленгация; ионосферное распространение; модель IRI.

ACCURACY OF SINGLE STATION LOCATION HF RADIO TRANSMITTERS ON MULTI HOP LATITUDINAL AND LONGITUDE PATHS

G. G. Vertogradov¹, M.A. Mikhailov¹, V.D. Chernykh¹

¹Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russia

Abstract. The results of measuring the angles of arrival of the different propagation modes in November and December 2022 on a latitudinal path with a length of 1066 km and a longitude path with a length of 3017 km are presented. Based on trajectory calculations in the ionosphere, given by the IRI-2021 model, estimates of the distance to the radio source by the single-position method were made. It is shown that the average relative error of estimating the distance by the single-position method on the latitudinal path was 16.1%, and on the longitude path, the error was less and reached 10.2%.

Keywords: single station location; HF finding direction; ionosphere propagation; model IRI.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в различных диапазонах радиоволн разработчики программно-аппаратных комплексов пеленгования стремятся применить методы и алгоритмы, позволяющие решить задачу однопозиционного местоопределения источников радиоизлучения (ИРИ). Указанная задача давно была поставлена в КВ диапазоне [1] в силу особенностей распространения этих волн, связанных с однократным или многократным отражением от ионосферы Земли. В КВ диапазоне достаточно в точке расположения радиопеленгатора измерить азимут α и угол места Δ (угол между волновым вектором и плоскостью горизонта), задать каким-либо способом пространственное распределение электронной концентрации в ионосфере, построить в модельной ионосфере по измеренным углам прихода лучевую траекторию и в свою очередь точка пересечения лучевой траектории с поверхностью Земли даст оценочное расположение ИРИ [1,2,3]. В других диапазонах волн столь очевидных способов однопозиционного определения координат ИРИ не существует. Однако, при всей

кажущейся простоте, задача оценки координат ИРИ в КВ диапазоне наталкивается на целый ряд сложностей и в настоящее время так и не решена в полном объеме. Во-первых, для КВ канала характерна дискретная многолучевость и поле в зоне приема более чем в 80% случаев формируется несколькими сопоставимыми по амплитуде лучами. Как следствие, возникает задача разделения поля на парциальные лучи и оценки углов прихода хотя бы одного из них [2,4]. Из-за особенностей распространения КВ на трассах различной протяженности и ориентации, следует признать, что задача разделения лучей в настоящее время так и не получила окончательного решения. Во-вторых, ионосфера Земли является трехмерно неоднородной анизотропной нестационарной средой, заполненной неоднородностями различных масштабов. Среди них особо выделяются перемещающиеся ионосферные возмущения, которые приводят к значительным вариациям углов прихода. В то же время вообще не существует ионосферной модели, содержащей какой-либо прогноз подобных образований, имеющих волновую природу. Приходится использовать среднестатистические модели ионосферы, из которых наиболее развита IRI-2021 [5]. В-третьих, построение лучевых траекторий осуществляется различными приближенными способами, из которых наиболее предпочтительным является метод характеристик [6,7], т.к. позволяет, с одной стороны, учесть указанные особенности ионосферного распространения КВ, с другой – обеспечивает вычисление координат ИРИ в реальном масштабе времени. Однако, при любых подходах из-за многоскакового механизма распространения КВ, остается неопределенность в оценке числа скачков и, соответственно, в окончательной оценке дальности до ИРИ. При измерении углов прихода нескольких мод распространения задача местоопределения ИРИ может стать однозначной.

Как следствие, сложности решения задачи однопозиционного местоопределения требуют экспериментального тестирования предложенных для ее решения методов на трассах различной протяженности и ориентации. Однако подобные эксперименты сложны в постановке и требуют значительных временных затрат для получения достоверных результатов. Поэтому в литературе не так часто публикуются экспериментальные данные по измерению углов прихода КВ и точности решения обратной задачи однопозиционного местоопределения [8-12]. В Южном федеральном университете на регулярной основе выполняются указанные экспериментальные исследования, новые результаты которых излагаются в данном докладе.

Таким образом, целью данной работы является оценка углов прихода многоскаковых КВ на широтной и долготной трассах разной протяженности, а также оценка точности однопозиционного местоопределения при использовании различных мод распространения.

2. ПОСТАНОВКА И РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТА

Для измерения углов прихода в азимутальной α и угломестной Δ плоскостях использован многоканальный широкоапertureный КВ радиопеленгатор, расположенный вблизи г. Ростова-на-Дону. Антенная решетка пеленгатора состоит из 8 пассивных антенных элементов высотой 9 м, имеет некруговую конфигурацию в плоскости земли и размещена на площадке 40x40 м. Алгоритм функционирования аналогичного программно-аппаратного комплекса пеленгования, размещенного на большей площадке, подробно описан в работах [11,12]. Прием осуществлялся синхронно с помощью 8-и канального когерентного радиоприемного устройства (РПУ) прямого усиления. Оцифровка сигналов каждого канала выполнялась с помощью когерентного 8-и канального АЦП. Антенно-фидерный тракт пеленгатора- дальномера при перестройке на частоту принимаемого сигнала предварительно калибруется так, что максимальная

абсолютная фазовая неидентичность каналов не превышает 3° , а абсолютная амплитудная неидентичность каналов не превышает 2%.

Управление многоканальными РПУ, АЦП, а также цифровая обработка сигналов с целью извлечения информационных параметров осуществлялась с помощью многопроцессорной ЭВМ, временная синхронизация которой с мировым временем обеспечивалась с помощью GPS.

Экспериментальные исследования проводились с ноября по декабрь 2022 г. В качестве контролируемых ИРИ были выбраны станция точного времени РВМ, работающая непрерывно на трех частотах 4996 кГц, 9996 кГц, 14996 кГц (длина широтной трассы – 1066.3 км, азимут – 353.4°), широковещательный передатчик China Radio International Kashi-Saibagh, работающий на частоте 17650 кГц (долготная трасса протяженностью 3017.5 км, азимут – 93.97°). Передатчик РВМ работал круглосуточно, китайский широковещательный передатчик функционировал по расписанию с 6 UT до 12 UT. В ноябре измерения проводились на трех частотах московского передатчика с последовательной перестройкой частот. В декабре измерялись углы прихода непрерывно на одной частоте. Для станции РВМ с 12 UT до 6 UT на частоте 9996 кГц, а затем на отрезке времени от 6 UT до 12 UT на частоте китайской станции 17650 кГц. Геометрия трасс, на которых проводились измерения показана на рис.1.

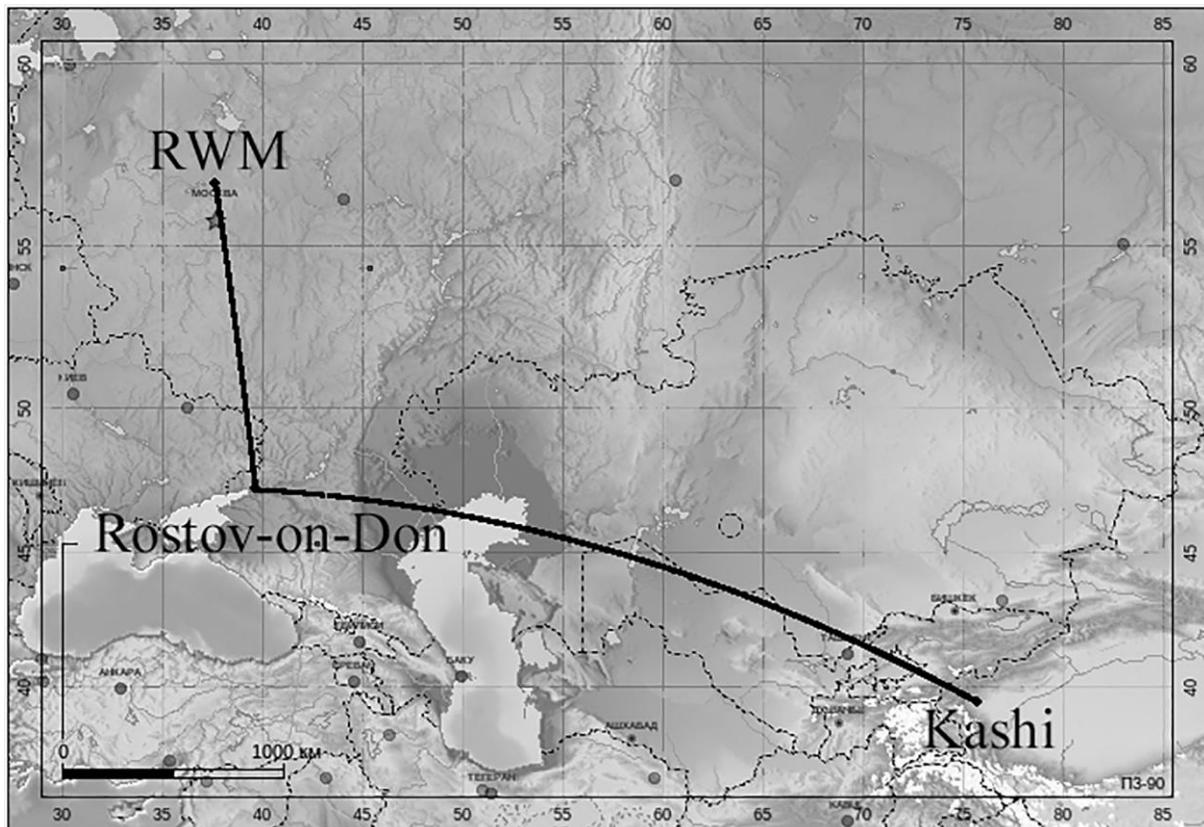


Рис.1. Геометрия трасс пеленгования

Разделение многолучевого поля на парциальные лучи выполнялось по доплеровскому смещению частоты. Для этого на каждой частоте радиопеленгатор работал в полосе приема 1 кГц. Со всех каналов многоканального когерентного цифрового приемника бралась выборка длиной около 17 с, соответственно спектральное разрешение составляло около 0.06 Гц. По усредненной по антенным элементам спектральной плотности мощности (СПМ) оценивалась СПМ шума [12]. Далее в полосе

[−30, 30] Гц около несущей частоты анализировались все максимумы усредненной СМП. Для каждого спектрального максимума СПМ на каждом антенном элементе находилось комплексное напряжение, строилась пространственная корреляционная матрица [12]. Процедуре пеленгования подвергались только те спектральные максимумы, для которых отношение сигнал/шум был не менее 20 дБ. Углы прихода отдельных лучей $\{\alpha, \Delta\}$ вычислялись на основе синтеза по корреляционной матрице двухмерной диаграммы направленности [12,13]. Достоверность измерения углов прихода оценивалась на основе критерия плосковолнового фронта [13]. Этот критерий характеризует для падающего поля с плоским фронтом при углах прихода парциальных лучей $\{\alpha, \Delta\}$ степень отклонения измеренного пространственного амплитудно-фазового распределения от теоретического.

3. ОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ УГЛОВ ПРИХОДА

Обработка результатов измерений углов прихода проводилась по следующей методике. Сутки разбиты на часовые интервалы. На отдельных часовых интервалах углы прихода для каждой частоты сортировались по модам распространения. По полученным данным построены гистограммы распределений углов прихода, примеры которых для двух контролируемых трасс распространения, различных временных интервалов и рабочих частот иллюстрируются на рис.2. Гистограммы на каждом временном интервале позволили определить наиболее вероятные углы прихода парциальных мод распространения и среднеквадратичные отклонения относительно вероятных углов места. На гистограммах приведены интервалы измерений и общепринятые обозначения мод распространения.

Идентификация мод распространения на соответствующих трассах выполнена на основе математического моделирования ионосферного радиоканала [6,7] с использованием прогностического пространственного распределения электронной концентрации, полученного на основе модели ионосферы IRI-2021 [5]. При этом таблично заданное пространственное распределение электронной концентрации, полученное из модели IRI-2021, аппроксимировалось многомерным кубическим сплайном как функция географических координат и высоты. Учет анизотропии ионосферной плазмы осуществлялся на основе модели реального геомагнитного поля. Для каждой измеренной пары углов прихода $\{\alpha, \Delta\}$ путем решения системы характеристических уравнений в модельно заданной трехмерно неоднородной анизотропной ионосфере вычислялась оценка географических координат ИРИ для одно-, двух- и трех-скачкового механизма распространения КВ. Для каждого предполагаемого скачка распространения вычислялся азимут α и протяженность трассы S (полярные координаты ИРИ).

Среднемесячные значения углов места $\langle \Delta \rangle$ различных мод распространения, среднеквадратичные отклонения углов места σ_Δ от средних значений, средние значения азимута прихода $\langle \alpha \rangle$, среднеквадратичные отклонения азимута прихода парциальных лучей σ_α от истинного азимута трассы α_0 , оценка средней дальности до ИРИ $\langle S \rangle$, среднеквадратичное отклонение оценки дальности от истинного значения S_0 приведены в таблицах 1 и 2 для двух месяцев измерений. В таблицах также показаны относительные погрешности оценки дальности до ИРИ σ_s/S_0 и количество сеансов измерений, по которым получены все оценки для данного часового временного интервала за месяц – N .

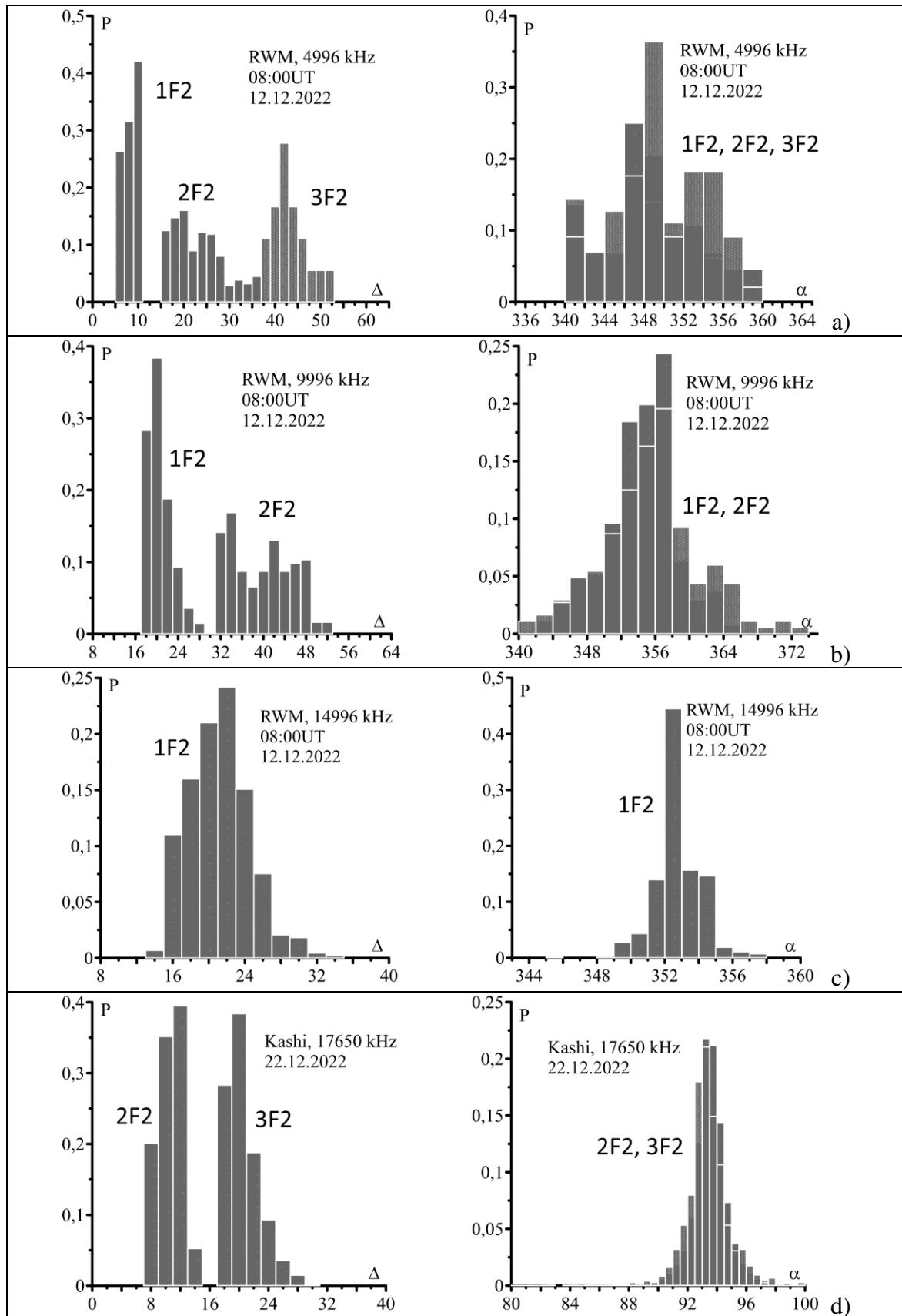


Рис.2 Гистограммы распределения угла места Δ и азимута α прихода для различных мод распространения на трассах (a,b,c) Москва– и (d) Kashi– Ростов-на-Дону для двух часовых интервалов 12.12.2022 08:00UT (a,b,c) и 22.12.2022 06:00UT (d).

Таблица 1. Результаты пеленгования и местоопределения передатчика РВМ,
ноябрь 2022 г.

f , кГц	hop	T , UT	$\langle \Delta \rangle$	σ_Δ	$\langle \alpha \rangle$	σ_α	$\langle S \rangle$, км	σ_s , км	σ_s/S_0 , %	N
4996	1	01	14.8	8.3	352.3	7.0	1078.9	147.4	13.8	2971
		03	22.7	11.1	353.1	7.4	988.4	187.8	17.6	5285
		05	20.0	10.2	353.3	6.8	850.4	260.0	24.4	6367
		07	10.8	2.7	353.4	5.6	886.4	22.7	22.7	994
		09	11.6	5.4	353.1	4.8	887.5	237.2	22.3	490
		11	16.7	8.9	350.8	6.4	848.6	264.3	24.8	1112
		13	20.0	6.9	350.2	6.2	846.0	255.8	24.0	9119
		15	21.0	7.1	340.6	6.1	933.1	199.1	18.7	8798
		17	21.7	9.3	352.3	6.8	1058.8	137.0	12.8	5590
		19	10.5	2.1	354.7	6.3	1020.5	140.6	13.2	3483
		21	22.1	10.2	352.6	7.6	1146.0	145.7	13.7	7903
		23	24.0	10.8	351.9	7.3	1097.6	115.3	10.8	8546
	2	03	22.6	10.6	355.1	9.1	1262.4	198.7	18.6	140
		05	33.7	11.7	354.9	8.7	1070.4	140.9	13.2	9407
		07	28.5	8.2	351.2	6.5	1002.6	137.3	12.9	6207
		09	27.9	7.4	352.0	6.1	960.6	167.2	15.7	2982
		11	20.2	8.0	349.9	6.3	1060.3	128.2	12.0	5323
		13	36.3	6.8	351.3	7.6	1065.6	161.2	15.1	9418
		15	40.4	5.3	351.5	8.1	1111.6	152.0	14.3	2086
	3	05	57.2	4.8	1.5	10.2	1122.3	145.3	13.6	738
		07	41.1	10.6	354.2	8.8	1160.4	182.9	17.2	919
		09	41.5	7.9	353.7	8.1	1124.7	174.4	16.4	606
		11	49.3	4.8	356.0	9.0	1057.3	161.6	15.2	578
		13	49.6	4.4	354.8	9.4	1093.9	149.1	14.0	2040
		15	54.0	4.6	352.9	9.3	1112.8	147.5	13.8	218
9996	1	05	24.0	9.6	353.9	4.8	1101.1	157.8	14.8	8216
		07	20.7	6.8	352.4	4.9	991.0	196.0	18.4	10360
		09	18.8	5.8	352.6	4.4	968.7	193.6	18.2	12140
		11	21.4	5.5	352.2	4.5	967.8	206.2	19.3	9359
		13	23.2	4.8	351.7	3.9	990.1	180.9	17.0	15373
		15	23.7	3.6	351.4	5.7	1106.0	100.5	9.4	253
	2	07	48.1	6.0	356.7	7.5	951.0	188.0	17.6	15569
		09	43.2	6.4	354.3	6.3	959.1	198.7	18.6	15421
		11	46.8	6.2	356.2	6.0	934.5	208.6	19.6	14387
		13	45.5	5.8	355.3	6.3	1085.7	141.9	13.3	946
	3	07	58.3	4.0	3.9	8.5	1133.7	142.5	13.4	4200
		09	54.5	4.6	358.8	8.2	1073.9	149.5	14.0	8207
		11	55.9	4.0	0.8	6.6	1124.2	141.5	13.3	6729
14996	1	07	25.1	4.5	352.8	1.7	1043.1	118.1	11.1	25770
		09	23.8	5.0	352.7	1.8	956.2	166.6	15.6	28729
		11	25.3	3.9	354.1	1.7	973.5	141.3	13.3	20510
		13	25.1	2.1	351.7	2.3	1068.7	55.0	5.2	1120

Таблица 2. Результаты пеленгования и местоопределения передатчика PBM и Kashi, декабрь 2022 г.

f , кГц	hop	T , UT	$\langle \Delta \rangle$	σ_Δ	$\langle \alpha \rangle$	σ_α	$\langle S \rangle$, км	σ_S , км	σ_S / S_0 , %	N
9996	1	05	22.7	7.5	353.5	4.0	1074.5	96.8	9.1	7813
		12	21.5	3.1	351.1	4.7	993.7	136.2	12.8	13691
		13	22.9	3.8	351.1	3.6	1001.9	137.8	12.9	21451
		14	24.1	4.4	349.1	3.6	1028.6	116.3	10.9	7514
		15	22.7	3.4	349.8	3.6	1073.4	89.3	8.4	2315
	2	12	47.2	4.8	354.2	6.6	1008.6	122.0	11.4	8987
		13	47.4	4.4	353.7	6.0	1048.8	84.9	8.0	3589
		12	59.1	2.9	359.2	7.3	1127.5	89.3	8.4	457
17650	1	06	0.5	0.7	93.6	2.0	2904.5	263.0	8.7	227
		07	0.7	1.1	93.8	2.6	2896.9	357.0	11.8	215
		08	2.2	1.9	93.8	1.2	2790.2	285.8	9.5	88
		09	4.9	0.6	92.9	2.0	2819.5	264.5	8.8	50
		10	5.4	0.4	93.2	1.2	2771.2	279.9	9.3	32
	2	06	10.8	2.7	94.2	1.6	2944.2	269.2	8.9	1911
		07	11.3	2.8	93.9	1.3	2938.7	272.5	9.0	1187
		08	12.2	2.6	93.9	1.4	2955.7	279.1	9.2	1390
		09	14.0	2.2	93.6	1.9	2986.3	276.9	9.2	1808
		10	15.3	2.1	93.6	1.9	2984.0	268.1	8.9	1985
		11	17.6	2.9	93.8	2.4	2942.1	273.5	9.1	2525
	3	06	19.2	3.0	93.8	2.4	3299.5	327.9	10.9	2454
		07	21.0	4.0	93.8	2.8	3181.5	274.7	9.1	2261
		08	23.2	3.9	93.7	3.2	3186.5	284.6	9.4	1812
		09	24.7	3.1	94.2	3.6	3274.8	318.2	10.5	1500
		10	25.1	2.2	93.6	2.7	3437.7	436.2	14.5	662
		11	26.0	1.1	93.6	3.3	3541.8	525.9	17.4	64

Причем, для ноября месяца (таблица 1) приведены прореженные результаты с шагом 2 часа для трех частот, на которых работает станция PBM. Отметим, что на частотах 4996 кГц и 9996 кГц фиксировались измерения для одно-, двух-, трехскакового механизма распространения. В то же время из-за невысокой солнечной активности на частоте 14996 кГц регистрировалось только односкачковое распространение и только в полуденной время с 7 UT до 14 UT.

В декабре эксперимент выполнялся на двух частотах 9996 кГц (станция PBM) и 17650 кГц (станция Kashi). В силу условий распространения на частоте 9996 кГц прохождение сигнала в ночные часы отсутствовало. Поэтому меньший объем данных позволил в таблице 2 привести результаты часовых и месячных наблюдений с шагом в один час.

Из таблиц хорошо видно, моды каких типов и какой кратности существовали в различные месяцы в разное время суток.

Из таблицы 1 следует, что вариации угла места σ_Δ на частоте 4996 кГц для мод 1F, 2F, 3F достигают 10 градусов. В тоже время для 1E моды (7 UT и 19 UT) σ_Δ меньше 3° , несмотря на значительно меньший угол места по сравнению с F отражениями. С увеличением частоты, σ_Δ уменьшается и на частоте 14996 кГц вариации угла места не превышают 5° . Тем не менее, значительные изменения угла места на высоких частотах

обусловлено, видимо, влиянием на F отражения перемещающихся ионосферных возмущений.

Обращает на себя внимание значительные вариации азимута прихода волны, описываемые величиной σ_α , которые на частоте 4996 кГц достигают 7.3° , на частоте 9996 кГц – 5.7° и только на частоте 14996 кГц уменьшаются до 1.7° . Кроме того, даже при месячном усреднении часовых средних азимутов прихода волны, $\langle \alpha \rangle$ может на несколько градусов отклоняться от истинного азимута трассы. Причем, если для односкачковых мод эти отклонения достигают $\sim 1^\circ$, то для двух и трех скачковых мод распространения отклонения возрастают до $\sim 2^\circ - 3^\circ$ градусов. Эта особенность, видимо, связана с отражением от неровной земной поверхности многоскаковых мод распространения.

Средняя за месяц относительная погрешность оценки дальности до ИРИ на частоте 4996 кГц для 1F мод равна 18.8%, для 2F мод – 14.5%, для 3F мод – 15.1%. На частоте 9996 кГц для 1F мод погрешность составила 16.7%, для 2F мод она равна 16.3%, для 3F мод – 14.6%. На частоте 14996 кГц для 1F мод средняя погрешность составила 11.9%,

Средняя за месяц относительная погрешность оценки дальности до ИРИ по всем частотам в ноябре составила 16.1%. Причем максимальные относительные погрешности наблюдаются в дневное время. Это, видимо, связано в более сложной вертикальной структурой ионосферы и недостаточно точной ее описанием с помощью модели IRI-2021. По мере упрощения вертикальной структуры ионосферы (уменьшения слоя E и межслоевой ионизации между слоями E и F) точность оценки дальности до ИРИ увеличивается, причем как для одно-, так и для многоскаковых мод распространения.

Данные полученные в декабре на частоте 9996 кГц, в основном, согласуются с изложенными выше. Однако вариации угла места меньше, σ_Δ не превышает $\sim 5^\circ$, σ_α для односкачковых мод уменьшилась до $\sim 4^\circ$, для 2F – до $\sim 6^\circ$. Относительная ошибка оценки дальности до ИРИ составила в декабре 10.1%. Погрешность уменьшилась по сравнению с ноябрем месяцем из-за того, что частота РВМ не контролировалась в полуденные часы суток, в это время измерения выполнялись на частоте китайской широковещательной станции.

На долготной трассе протяженностью около 3000 км, вариации угла места увеличиваются при возрастании кратности моды: для 1F мод σ_Δ не превышает двух градусов, для 2F мод σ_Δ возрастает до 3 градусов и для 3F мод до 4 градусов.

Среднемесячные погрешности оценки дальности до ИРИ по модам составили соответственно 1F – 9.6%, 2F – 9.0%, 3F – 12.0%. Как может показаться странным, но на трассе протяженностью ~ 3000 км относительная ошибка оценки дальности составляет 10.2%, что существенно меньше более короткой широтной трассы. Этот результат хорошо согласуется с результатами экспериментов на длинных трассах, описанных в работе [12]. Странный эффект может быть связан с тем, что модель IRI лучше описывает долготное распределение ионизации нежели широтное.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В условиях разделения одно-, двух- и трехскаковых мод распространения приведены результаты измерения углов прихода на широтной трассе протяженностью 1000 км и долготной трассе протяженностью 3000 км.

Экспериментально установлено, что вариации азимута прихода лучей возрастают при увеличении кратности моды. Это связано с отражением от неровной земной поверхности.

На основе решения характеристических лучевых уравнений в анизотропной трехмерно неоднородной ионосфере, заданной моделью IRI-2021, выполнены оценки дальности до ИРИ для различных мод распространения.

Относительные погрешности оценки дальности больше на широтной трассе и возрастают в дневное время. Эта особенность может свидетельствовать, что модель IRI лучше описывает долготное изменение высотного распределения ионизации, чем широтное.

Показано что относительные погрешности оценки дальности до ИРИ однопозиционным методом составляют на широтной трассе протяженностью около 1000 км – 16.1%. а на долготной трассе протяженностью около 3000 км – 10.2%.

ЛИТЕРАТУРА

1. Gething, P. J. D. Radio direction-finding and resolution of multicomponent wave-fields. – London: Peter Peregrinus Ltd, 1976. – 329p.
2. Gething, P. J. D. Radio direction finding and superresolution. –London: Peter Peregrinus Ltd, 1990. – 365p.
3. Вертоградов Г. Г., Урядов В. П., Чайка Е. Г., Валов В. А., Выборнов Ф. И., Першин А. В., Стародубровский А. С. Однопозиционное определение местоположения источников радиоизлучения в декаметровом диапазоне с помощью широкоапertureного пеленгатора- дальномера и ЛЧМ-ионозонда- радиопеленгатора//Известия высших учебных заведений. Радиофизика, 2017, Т. 60, № 12. – С. 1072-1092.
4. Ратынский М. В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М.: Радио и связь, 2003. – 200 с.
5. Bilitza D., Altadill D., Zhang Y., Mertens C., Truhlik V., Richards P., Lee-Anne McKinnell, Reinisch B. The International Reference Ionosphere 2012 – a model of international collaboration// J. Space Weather Space Clim. 2014, V. 4, № A07. DOI: 10.1051/swsc/2014004. – Pp.1-12.
6. Кравцов Ю .А., Орлов Ю. И. Геометрическая оптика неоднородных сред. –М:Наука, 1971. – 116с.
7. Вертоградов Г. Г., Вертоградов В. Г., Кондаков Е. В., Шевченко В. Н. Способ однопозиционного определения местоположения ДКМВ передатчиков. №2285934 РФ МПК G01S 5/04, заявл. 15.06.2004, опубл. 20.10.2006.
8. Вертоградов Г. Г., Чайка Е. Г. Оценка точности однопозиционного местоопределения на среднеширотных трассах при различных способах задания ионосферной обстановки// Радиотехника, 2016, № 11. – С. 217-224.
9. Lay K. A real-time HF Single-Station Location system development// Radar, 2008 International Conference, Adelaide, Australia, 2008. –Pp.309-310.
10. Lay K. Automatic Single-Station Location software for HF direction finding systems// Ionospheric radio Systems and Techniques, 2009. (IRST 2009). The Institution of Engineering and Technology 11th International Conference on. 28-30 April 2009. –Pp.1-5. DOI:10.1049/cp2009.0083.
11. Вертоградов Г.Г., Борлаков Р.К. Точность однопозиционного местоопределения на КВ трассах большой протяженности// Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции, посвященной 60-летию полетов в космос Ю.А. Гагарина и Г.С. Титова. Воронеж, 2021, Т. 4. – С. 20-33.
12. Вертоградов Г.Г., Вертоградов В.Г., Чайка Е.Г. Экспериментальная оценка точности однопозиционного местоопределения источников радиоизлучения в КВ диапазоне// В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXV Международной

научно-технической конференции, посвященной 160-летию со дня рождения А.С. Попова. 2019, Т 5. С. – 116-133.

13. Шевченко В. Н., Емельянов Г. С., Вертоградов Г. Г. Способ обнаружения и определения двухмерного пеленга и частоты источников радиоизлучения. №2190236 РФ 7G01S 5/0, заявл. 13.09.2000, опубл. 27.09.2002.

REFERENCES

1. Gething, P. J. D. Radio direction-finding and resolution of multicomponent wave-fields. – London: Peter Peregrinus Ltd, 1976. – 329 p.
2. Gething, P. J. D. Radio direction finding and superresolution. London: Peter Peregrinus Ltd, 1990. -365 p.
3. Vertogradov, G. G., Chaika, E. G., Uryadov, V. P., Vybornov, F. I., Pershin, A. V., Valov, V. A., Starodubrovsky, A. S. Single-station location of radio emission sources in the decameter wavelength range using a wide-aperture direction finder and a chirp ionosonde–radio direction finder// Radiophysics and Quantum Electronics, 2018. V.60, No.12. – Pp. 960-977.
4. Ratynskiy, M. V. Adaptatsiya i sverkhrazresheniye v antennykh reshetkakh. –M.: Radio i svyaz'. 2003. – 200 p.
5. Bilitza D., Altadill D., Zhang Y., Mertens C., Truhlik V., Richards P., Lee-Anne McKinnell, Reinisch B. The International Reference Ionosphere 2012 – a model of international collaboration// J. Space Weather Space Clim. 2014, V. 4, № A07. DOI: 10.1051/swsc/2014004. - Pp. 1-12.
6. Kravtsov, Y.A., Orlov Y. I. Geometrical Optics of Inhomogeneous Media – Springer Berlin Heidelberg, 1990. –312 p.
7. Vertogradov, G. G., Vertogradov, V. G., Kondakov, E. V., Shevchenko, V. N. The method of single-position location of HF transmitters. №2285934 of the Russian Federation IPC G01S 5/04, appl. 15.06.2004, publ. 10/20/2006
8. Vertogradov, G. G., Chaika, E. G. Estimation of the accuracy of one-position positioning on mid-latitude highways with different ways of setting the ionospheric environment. Radiotekhnika, 2016. No.11. –Pp. 217-224.
9. Lay K. A real-time HF Single-Station Location system development// Radar, 2008 International Conference, Adelaide, Australia, 2008. –Pp. 309-310.
10. Lay K. Automatic Single-Station Location software for HF direction finding systems// Ionospheric radio Systems and Techniques, 2009. (IRST 2009). The Institution of Engineering and Technology 11th International Conference on. 28-30 April 2009. –Pp.1-5. DOI:10.1049/cp2009.0083.
11. Vertogradov, G. G., Borlakov, R. K. The accuracy of single station location for HF long paths// Radar, navigation, communication. Proceedings of the XXVII International Scientific and Technical Conference dedicated to the 60th anniversary of space flights by Yuri Gagarin and G.S. Titov. Voronezh, 2021, V. 4. – Pp. 20-33.
12. Vertogradov, G. G., Vertogradov, V. G., Chaika, E. G. Experimental evaluating the accuracy of single-station location for mid-latitude HF paths// Radar, navigation, communication. Proceedings of the XXV International Scientific and Technical Conference dedicated to the 160th anniversary of the birth of A.S. Popov. 2019, V. 5. – Pp. 116-133.
13. Shevchenko, V. N., Emelyanov, G. S., Vertogradov, G. G. The method of detecting and determining the two-dimensional bearing and frequency of radio sources. №2190236 RF 7G01S 5/0, Appl. 13.09.2000, publ. September 27, 2002.

ТРЕХМЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ КАНАЛА СВЯЗИ С ГАУССОВСКИМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ РАССЕИВАТЕЛЕЙ НА СФЕРЕ

А. Ю. Паршин, В. Х. Нгуен

Рязанский государственный радиотехнический университет, Рязань, Россия

Аннотация. В данной работе представлена трехмерная геометрическая модель, которая описывает распространение сигнала в MIMO системе передачи информации при наличии рассеивателей, распределенных на сфере вблизи приемного устройства. Приведены выражения для гауссовской плотности распределения вероятностей распределения отражателей на сфере, выведенные для расчета в сферической системе координат.

Ключевые слова: геометрическая модель рассеяния; гауссовское распределение рассеивателей; функция плотности распределения вероятностей

THREE-DIMENSIONAL COMMUNICATION CHANNEL MODELING WITH GAUSSIAN SCATTERER DISTRIBUTIONS ON SPHERE

A. Yu. Parshin, V. K. Nguyen

Ryazan State Radio Engineering University, Ryazan, Russia

Abstract. This paper presents a three-dimensional geometric model that describes the propagation of a signal in a MIMO information transmission system in the presence of scatterers distributed on a sphere near the receiving device. Expressions for the Gaussian density of the probability distribution of the reflectors on the sphere, derived for calculation in a spherical coordinate system, are given.

Keywords: geometric scattering model; Gaussian scatterer distribution; probability density function.

1. ВВЕДЕНИЕ

Использование многоэлементной антенны на передатчике и приемнике необходимо в системах мобильной связи для уменьшения влияния замираний и искажений в принимаемом сигнале, которые вызываются флуктуациями многолучевого распространения сигнала. Для систем сотовой связи пространственные и временные характеристики канала имеют значительное влияние на ее производительность. Использование антенных решеток на обоих концах линии связи, то есть применение так называемых MIMO-систем (Multiple-Input Multiple-Output systems) может значительно повысить пропускную способность системы [1]. Таким образом, производительность системы в значительной степени зависит от пространственного распределения многолучевых компонентов. Поэтому для реализации алгоритмов пространственного кодирования и декодирования сигнала необходимо использовать модели канала, которые могут прогнозировать углы и время прихода многолучевых компонентов. Углы и время прихода сильно зависят от распределения рассеивателей вокруг приемника. Одной из наиболее широко используемых моделей распространения радиосигнала является геометрическая модель с однократным рассеянием, при которой распространение между передающей и принимающей антеннами предполагается путем единичного рассеяния от промежуточного изотропного объекта. В геометрических моделях каналов рассеиватели располагаются в пределах заданной геометрии и распределяются согласно определенному статистическому распределению внутри и на поверхности выбранной геометрии.

Геометрические модели не ограничиваются определенной средой распространения и не требуют полной трехмерной карты среды распространения. Большинство существующих геометрических моделей для каналов MIMO, найденных в литературе, являются двумерными, в которых предполагается, что рассеиватели распределены в соответствии с равномерным распределением на кольце [2], в круглом диске [3] или эллипсе [4] вблизи приемного устройства или вокруг всей системы связи. В этой работе рассмотрены трехмерные геометрические модели канала с гауссовским распределением рассеивателей на поверхности сферы и выведены функции плотности вероятности для азимута и угла места расположения рассеивателя.

2. ТРЕХМЕРНАЯ МОДЕЛЬ СФЕРЫ

С целью исследования влияния распределения рассеивателей на корреляционные свойства канала связи. В соответствии с моделью канала по COST 259 выбран сценарий А, когда рассеивающие объекты располагаются вблизи приемного устройства. Графическое представление рассматриваемой трехмерной модели канала связи показана на рисунке 1. Приемное устройство располагается в центре сферы и находится на расстоянии D от передатчика. Предполагается, что при распространении между передатчиком и приемником происходит взаимодействие только с одним рассеивателем и все рассеиватели являются всенаправленными излучающими элементами с одинаковым коэффициентом рассеяния и равномерно распределенными случайными фазами. Также предполагается, что антенны передатчика и приемника являются изотропными. Произвольный рассеиватель S имеет декартовы координаты (x, y, z) или сферические координаты (r, β, γ) . Расстояние от приемника до рассеивателя S равно радиусу сферы r_m , который выбирается на этапе построения модели. Угол азимута и угол места в приемнике обозначаются как γ , $0 \leq \gamma \leq 2\pi$ и β , $-\pi/2 \leq \beta \leq \pi/2$, соответственно.

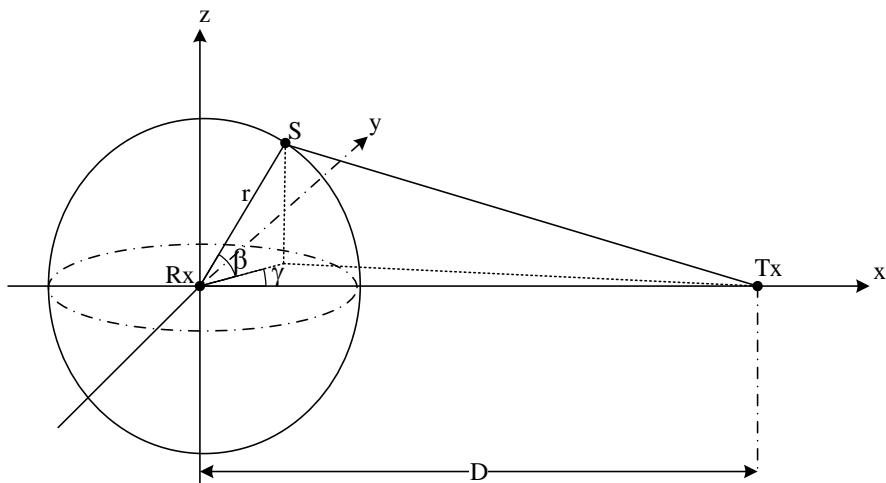


Рис. 1. Трехмерная модель.

Рассеиватели размещаются вокруг приемного устройства в соответствии с гауссовой функцией плотности распределения вероятности в декартовых координатах $f(x, y, z)$. Совместная функцией плотности вероятности углов прихода и расстояния r между рассматриваемым рассеивателем и приемником в сферической системе координат может быть задана следующим образом[5]:

$$f(r, \beta, \gamma) = r^2 \cos(\beta) f(x, y, z) \quad (1)$$

где $x = r \cos \beta \cos \gamma$, $y = r \cos \beta \sin \gamma$, $z = r \sin \beta$, $r^2 \cos(\beta)$ – якобиан преобразования.

Так как радиус сферы известен, то искомая плотность распределения вероятностей является функцией только азимута и угла места:

$$f(\beta, \gamma) = r_m^2 \cos(\beta) f(x, y, z) \quad (2)$$

Путем выполнения интегрирования (2), совместной функции плотности распределения вероятности углов прихода, предельные функции плотности вероятности угла места и угла азимута могут получены по выражениям (3), (4), соответственно:

$$f(\beta) = \int_0^{2\pi} f(\beta, \gamma) d\gamma \quad (3)$$

$$f(\gamma) = \int_{-\pi/2}^{\pi/2} f(\beta, \gamma) d\beta \quad (4)$$

В данной работе, мы рассматриваем гауссовское распределение рассеивателей вокруг приемника. Для распределений рассеивателей предполагается, что они распределены вокруг приемника с нулевым средним значением $\mu = 0$ и стандартным отклонением σ в измерениях x, y и z . Кроме того, мы предполагаем, что между распределениями рассеивателей в направлениях x, y и z нет корреляции.

3. ФУНКЦИЯ ПЛОТНОСТИ ВЕРОЯТНОСТИ УГЛОВ ПРИХОДА

Функция плотности трехмерного гауссовского распределения может быть представлена в виде [6]:

$$f_g(x, y, z) = \frac{1}{(2\pi)^{3/2}\sigma^3} e^{-[(x-\mu)^2 + (y-\mu)^2 + (z-\mu)^2]} \quad (5)$$

Подставляя в (2) предположения, указанные выше, получим:

$$f_g(\beta, \gamma) = \frac{r_m^2 \cos \beta}{(2\pi)^{3/2}\sigma^3} e^{-(r_m^2/2\sigma^2)} \quad (6)$$

Для удобства расчета частных плотностей распределения вероятности азимута и угла места применяется разложение в ряд Тейлора экспоненциальной составляющей выражения. Тогда выражение принимает вид суммы:

$$f_g(\beta, \gamma) = \frac{r_m^2 \cos \beta}{(2\pi)^{3/2}\sigma^3} - \frac{r_m^4 \cos \beta}{2 \cdot (2\pi)^{3/2}\sigma^5} \quad (7)$$

Интегрируя (7) относительно γ и β , предельные функции плотности угла места и угла азимута могут быть выражены как:

$$f_g(\beta) = \frac{r_m^2 \cos \beta}{\sqrt{2\pi}\sigma^3} - \frac{r_m^4 \cos \beta}{2\sqrt{2\pi}\sigma^5}$$

$$f_g(\gamma) = \frac{2r_m^2}{(2\pi)^{3/2}\sigma^3} - \frac{2r_m^4}{(2\pi)^{3/2}\sigma^5}$$

Таким образом, азимутальный угол равномерно распределен в диапазоне $(0; 2\pi)$, независимо от местоположения рассеивателей S. Рассматриваем только функции плотности распределения рассеивателей по углу места.

4. МОДЕЛИРОВАНИЕ

При моделировании, мы предполагаем, что расстояние между приемником и рассеивателем является единичным. Для проверки предложенной модели мы сравним предельные функции плотности угла места с разными значениями стандартного отклонения σ . На рисунке 2 сравниваются предельные функции плотности для угла места, аналитически полученные для гауссовского распределения рассеивателей с значениями отклонения $\sigma = 1,0, \sigma = 1,5$ и $\sigma = 2,0$. Размещение рассеивателей на сфере выполняется путем пересчета углов в трехмерные координаты. В дальнейшем проводится расчет канальных коэффициентов для системы связи из одного передатчика и одного приемника, каждый из которых имеет по два элемента антенной системы. Без луча прямой видимости канальные коэффициенты передачи $h_{TX,RX}$ можно рассчитать как[7]:

$$h_{TX,RX} = \sum_{k=1}^N a_n b_n e^{j\varphi},$$

где $a_n = e^{\frac{j2\pi\Delta D_{TX-S}}{\lambda}}$ - коэффициент, определяющий сдвиг фазы сигнала на участке от передающих антенн до отражателей, $b_n = e^{\frac{j2\pi\Delta D_{RX-S}}{\lambda}}$ - коэффициент, определяющий сдвиг фазы сигнала на участке от кольца отражателей до приемной антенны и λ является длиной волны несущей частоты, $e^{j\varphi}$ - смещение фазы при отражении от рассеивающего объекта. При известных координатах рассеивателей, расчет расстояний и набега фазы выполняется геометрическими методами.

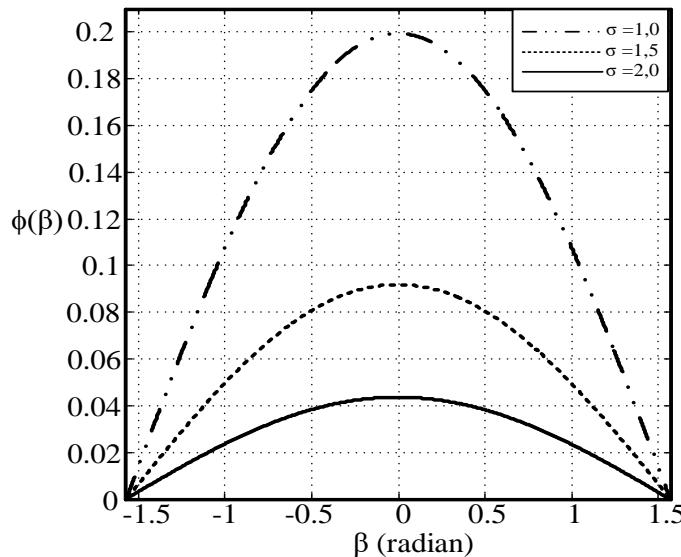


Рис. 2. Функция плотности вероятности угла места β .

По результатам расчета матрицы канальных коэффициентов можно рассчитать корреляционную матрицу канала: $\mathbf{R} = \text{vec}(\mathbf{H})\text{vec}(\mathbf{H})^H$, где $\text{vec}(\mathbf{H})$ - векторизованная матрица канальных коэффициентов $\mathbf{H} = \{h_{TX_i,RX_j}\}$. На рисунке 3 представлена зависимость модуля первого элемента корреляционной матрицы канала связи при различных углах поворота сферы рассеивателей относительно оси Оу. Первоначально область скопления рассеивателей располагается вокруг точки с координатами $(0,0,R)$, где R - радиус рассматриваемой сферы. Поворот выполняется в положительном направлении вплоть до угла π .

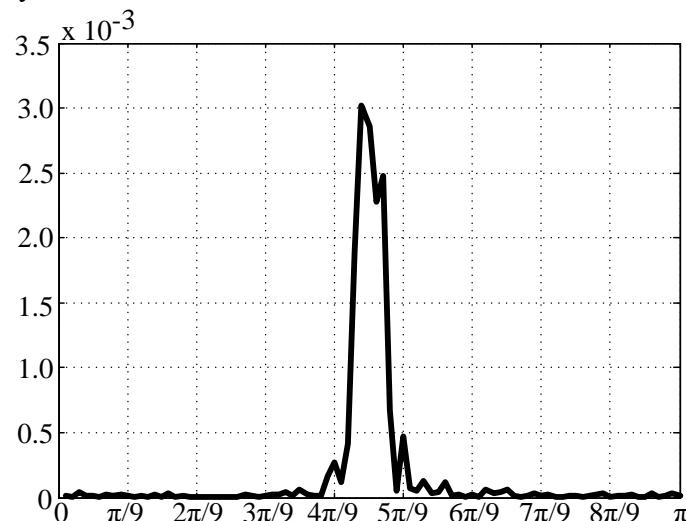


Рис. 3. Зависимость модуля первого элемента корреляционной матрицы от угла поворота сферы вокруг оси Оу.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе было проведено исследование трехмерной геометрической модели сферического канала для гауссовского распределения рассеивателей. В результате были получены точные выражения в замкнутой форме для совместной плотности вероятности распределения углов прихода, предельной плотности вероятности угла места и угла азимута. Плотность вероятности, полученная для гауссовского распределения рассеивателей в реальной среде распространения, зависит от стандартного отклонения данного распределения рассеивателей. В работе тоже проведен анализ влияния матрицы канальных коэффициентов от месторасположения рассеивателей. Для дальнейшего исследования предполагается изучение влияния местоположения рассеивателей на фазы сигналов в приемной антенной системе с использованием трехмерного гауссовского распределения рассеивателей на поверхности сферы, а также изучения влияния других распределений на матрицы канальных коэффициентов.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, грант РНФ 22-29-01652, <https://rscf.ru/en/project/22-29-01652/> в Рязанском государственном радиотехническом университете имени В.Ф. Уткина.

ЛИТЕРАТУРА

1. Kuhn V. Wireless Communications over MIMO Channels: Applications to CDMA and Multiple Antenna Systems. Portland: John Wiley & Sons, 2006. – 363 p.
2. Olenko A. Y., Wong K. T., Hui-On E. Ng. Analytically Derived TOA/DOA Statistics of Uplink/Downlink Wireless Multipaths Arisen from Scatterers on an Hollow-Disc Around the Mobile. // IEEE Antennas and wireless propagation letters, 2003, Vol. 2. – C. 345-348.
3. Ertel R. B., Reed J. H. Angle and time of arrival statistics for circular and elliptical scattering models. // IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1999, Vol. 17. – C. 1829-1840.
4. Baltzis K. B. A Simplified Geometric Channel Model for Mobile-to-Mobile Communications. // Radio engineering, 2011, Vol. 20. – C. 961-967.
5. Alsehaili M., Noghanian S., Buchanan D. A. Angle of Arrival Statistics of a Three-Dimensional Geometrical Scattering Channel Model for Indoor and Outdoor Propagation Environments. // IEEE Progress in Electromagnetic Research, 2010, Vol. 109. – C. 191-209.
6. Priyashantha Tennakoon, Chandika Wavegedara. Three-Dimensional Geometrical Channel Modeling with Different Scatterer Distributions. // The International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics (ICACCI), 2015. – C. 154-160.
7. Паршин Ю. Н, Кудряшов В.И. Корреляционные свойства канальных коэффициентов MIMO систем связи с маневрирующим объектом. // Цифровая Обработка Сигналов, 2015, №4. - C.20-23.

REFERENCES

1. Kuhn, V. Wireless Communications over MIMO Channels: Applications to CDMA and Multiple Antenna Systems. Portland: John Wiley & Sons, 2006. – 363 p.
2. Olenko, A.Y., Wong, K.T., Hui-On, E.N. Analytically Derived TOA/DOA Statistics of Uplink/Downlink Wireless Multipaths Arisen from Scatterers on an Hollow-Disc Around the Mobile. // IEEE Antennas and wireless propagation letters, 2003, Vol. 2, No. 3. – Pp. 345 –348.

3. Ertel, R. B., Reed, J. H. Angle and time of arrival statistics for circular and elliptical scattering models. // IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1999, Vol. 17, No. 11. – Pp. 1829-1840.
4. Baltzis, K. B. A Simplified Geometric Channel Model for Mobile-to-Mobile Communications. // Radio engineering, 2011, Vol. 20. – Pp 961-967.
5. Alsehaili, M., Noghanian S., Buchanan, D. A. Angle of Arrival Statistics of a Three-Dimensional Geometrical Scattering Channel Model for Indoor and Outdoor Propagation Environments. // IEEE Progress in Electromagnetic Research, 2010, Vol. 109. – Pp 191-209.
6. Priyashantha Tennakoon, Chandika Wavegedara. Three-Dimensional Geometrical Channel Modeling with Different Scatterer Distributions. // The International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics (ICACCI), 2015. – Pp 154-160.
7. Parshin, Yu. N., Kudryashov, V. I. Correlation properties of MIMO communication system channel coefficients with maneuvering object. // Digital Signal Processing, 2015, No. 4. - Pp.20-23.

УЧЕТ ВЛИЯНИЯ УСТАНОВКИ ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН НА КОРАБЛЕ НА ЕЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

М. Ю. Звездина^{1,2}, А. М. Шапошникова², Ю. А. Шокова¹

¹Донской государственный технический университет (ДГТУ), Ростов-на-Дону,
Российская Федерация

²Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи (РНИИРС),
Ростов-на-Дону, Российская Федерация

Аннотация. Особенности эксплуатации зеркальных антенн миллиметрового диапазона на кораблях делает необходимым учет влияния морской воды, в том числе и морских брызг на их характеристики направленности. Особенно важно это становится на этапе проектирования, когда возникает задача оценки влияния на формируемое амплитудно-фазовое распределение водной пленки, образующейся на поверхности радиопрозрачного укрытия. В статье приводятся основные требования к радиопрозрачному укрытию, сформулированные на основе анализа известных конструкций и особенностей эксплуатации на корабле. Приводится модель зеркальной антенны под укрытием, позволяющая оценить искажения в амплитудном и фазовом распределении поля в раскрыте антенны, вызванные появлением соленой водной пленки на поверхности укрытия, а также местом размещения центра качания относительно геометрического центра обтекателя. Показано, что наименьшие искажения в амплитудном и фазовом распределении в апертуре рефлектора наблюдаются для случая размещения антенны на небольшом одинаковом расстоянии от поверхности обтекателя (типа скольжения параллельно поверхности). Наибольшие искажения наблюдаются при размещении центра качания со сдвигом относительно центра симметрии. Соленость воды на амплитудном распределении практически не отражается, а в фазовом распределении приводит к параллельному сдвигу параболического распределения фазы. Из двух факторов – водной пленки и солености воды, из которой она образуется - на амплитудное распределение больше влияет наличие водяной пленки.

Ключевые слова: зеркальная антенна; миллиметровый диапазон длин волн; корабль; морские брызги; водная пленка; искажение амплитудно-фазового распределения поля в апертуре.

CONSIDERING THE IMPACT OF INSTALLING MILLIMETRE-WAVE ANTENNAS ON THE SHIP'S RADIO CHARACTERISTICS

M. Yu. Zvezdina^{1,2}, A.. M. Shaposhnikova², Yu. A. Shokova¹

¹Don State Technical University (DSTU), Rostov-on-Don, Russia

²Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communication (RNIIRS), Rostov-on-Don,
Russia

Abstract. The special features of millimeter-wave mirror antennas used on ships make it necessary to take into account the influence of seawater, including sea spray, on their directional characteristics. It is particularly important at the design stage, when it is necessary to assess the influence of the water film formed on the surface of the radio-transparent dome on the amplitude-phase distribution formed. This paper presents the basic requirements for a radio transparent dome. These requirements were formulated based on an analysis of known designs and shipboard operating characteristics. We present a model of a mirror antenna under

a dome that allows us to estimate the distortions in the amplitude and phase distribution of the field in the antenna aperture caused by the appearance of a salty water film on the surface of the dome, as well as the position of the swing center relative to the geometric center of the dome. A model of a mirror antenna under a dome is given, which allows us to assess the distortions in the amplitude and phase distribution of the field inside the antenna dome, caused by the appearance of a salt water film on the dome surface. The position of the center of oscillation relative to the geometrical center of the dome is also given. It is shown that when the antenna is placed at a small equal distance from the surface of the dome (sliding parallel to the surface), the smallest distortions in the amplitude and phase distributions in the reflector aperture are observed. When the swing center is shifted relative to the center of symmetry, the greatest distortion is observed. Salinity has virtually no effect on the amplitude distribution, but causes a parallel shift in the parabolic phase distribution. Of the two factors, water film and the water salinity, the presence of water film affects the amplitude distribution more.

Keywords: mirror antenna; millimeter range; ship; sea spray; water film; distortion of the amplitude-phase field distribution in the aperture.

1. ВВЕДЕНИЕ

Широкое применение зеркальных антенн в системах радиолокации, радионавигации и связи обусловлено их стабильными радиотехническими характеристиками, обусловленными особенностями конструкции. Однако данные особенности, в частности, высокая парусность рефлектора, делают зеркальные антенны восприимчивыми к воздействию климатических факторов. Вследствие этого в экстремальных случаях воздействия окружающей среды в [1] рекомендуется зеркальные антенны устанавливать под радиопрозрачные укрытия (РПУ). Установка зеркальной антенны на морском корабле относится к таким случаям, поскольку наряду с ветровым воздействием на антенну будут оказывать влияние и морские брызги, приводящие к сильной коррозии металлических частей конструкции антенны. Переход систем радиолокации, радионавигации и связи в миллиметровый диапазон, в котором потери энергии электромагнитной волны существенным образом возрастают, делают необходимым проведение исследований по оценке влияния образующейся на РПУ водной пленки на радиотехнические характеристики антенны. При этом для сокращения объема исследований достаточно ограничиться рассмотрением вопроса влияния на амплитудно-фазовое распределение (АФР) электромагнитного поля на апертуре, поскольку при проектировании радиотехнических характеристик зеркальной антенны может быть использован апертурный метод [2].

В связи с этим целью доклада является оценка влияния на радиотехнические характеристики зеркальной антенны при ее размещении под РПУ с водной пленкой.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие частные научные задачи.

1. Выполнить анализ известных конструкций РПУ для антенн, устанавливаемых на корабле.
2. Разработать модель излучения зеркальной антенны миллиметрового диапазона длин волн (ММДВ) при размещении ее внутри РПУ с водной пленкой.
3. Исследовать влияние места размещения антенны внутри РПУ, а также наличия водной пленки, параметры которой зависят от особенностей климатического района, на искажение АФР в апертуре рефлектора.

2. АНАЛИЗ ИЗВЕСТНЫХ КОНСТРУКЦИЙ РПУ ДЛЯ АНТЕНН, УСТАНАВЛИВАЕМЫХ НА КОРАБЛЕ

а. Требования к РПУ для антенн, обусловленные местом установки на корабле

Сформулируем в качестве основного требования к РПУ для антенн требование к максимизации коэффициента радиопрозрачности $|T^2|$ при обеспечении заданных условий $P_{\text{зад}}$:

$$\max_{\{\Lambda\}} |T^2| \quad \text{при} \quad P \geq P_{\text{зад}}, \quad (1)$$

где $\Lambda = \{\tilde{\varepsilon}, \mu, M_m, t, T, \sigma\}$ - вектор состояний, элементы которого определяют различные свойства материала покрытия: электрические (комплексную величину относительной диэлектрической проницаемости $\tilde{\varepsilon}$, относительной магнитной проницаемости μ), влагопоглощение материала M_m , свойства конструкции (толщину стенки укрытия t , предел прочности на сжатие σ).

Заданные условия $P_{\text{зад}}$ при этом формулируют особенности эксплуатации РПУ: 1) сохранение прочностных характеристик конструкции РПУ на весь срок эксплуатации; 2) стабильность характеристик конструкции РПУ в требуемом диапазоне температур; 3) сохранение радиотехнических характеристик располагаемой внутри РПУ антенны.

Несложно заметить, что условия $P_{\text{зад}}$ являются по сути противоречивыми. Так, с одной стороны, для обеспечения радиотехнических характеристик антенн материал покрытия (всего или только рабочей области) должен быть радиопрозрачным, а толщина стенки РПУ – минимальна. С другой стороны, требования к прочности конструкции предполагают использование более плотных материалов и толстых стенок. В-третьих, при использовании диэлектриков для обеспечения радиопрозрачности необходимо учитывать изменение их электрических свойств под воздействием влаги [1, 3, 4]. В-четвертых, отличные от характеристик воздуха электрические свойства материала конструкции, а также ее форма оказывают при прохождении радиоволны существенное влияние на ее характеристики (траекторию, поляризацию, спектр частот, мощность) [1, 5].

Таким образом, выбор материала радиопрозрачного укрытия для антенн, а также его конструкции, как показано в [1, 5-7], оказывают существенное влияние на радиотехнические характеристики устанавливаемых в них антенн и требуют научно-обоснованного выбора для каждого конкретного случая.

При выборе материала для радиопрозрачного укрытия для антенн, основным показателем является критерий максимизации радиопрозрачности, а в качестве дополнительного требования выступает возможность эксплуатации в условиях повышенной влажности. Математически указанные условия можно записать в виде:

$$(\max |T^2|)(\min \operatorname{tg} \delta^\circ)(\min |\varepsilon - 1|)(\min M_m), \quad (2)$$

где первые три сомножителя определяют исходные электрические свойства сухого материала, а последний – влагопоглощение – фактически определяет стабильность параметров материала в условиях повышенной влажности.

б. Анализ вариантов конструкций РПУ для антенн, устанавливаемых на корабле

Анализ выполним для высоко габаритных антенн ММДВ, у которых рефлектор зеркала составляет от 5 до 7 м.

Как показано в [1], антенны таких размеров устанавливаются стационарно. Для обеспечения механической прочности и устойчивости к вибрациям в условиях

повышенных ветровых и волновых нагрузок, действующих на носитель (корабль), могут быть использованы либо сферические РПУ, либо их модификации в виде усеченной сферы. Для удобства перемещения на место установки, а также возможности обслуживания во время эксплуатации конструкции РПУ больших размеров выполняется сборной. При этом она может иметь либо бескаркасный, либо каркасный вариант исполнения. Типовые характеристики РПУ для стационарных вариантов установки приведены в таблице 1 из [1].

Таблица 1. Типовые характеристики стационарно устанавливаемых РПУ

Тип РПУ	Максимальный диаметр, м	Диапазон частот, ГГц	$ T^2 , \%$
Многослойные	16,7	2-4	87-94
	18,5	4-5	96
	42,5	0,3-30	98
Тонкостенные с диэлектрическим каркасом	8,0	2-4	88
	16,7	2-4	79-89
Тонкостенные с металлическим каркасом	28,0	1-2	83
	33,5	0,3-30	87
	46	0,3-30	85

Установка РПУ на корабле требует учета особенностей эксплуатации: повышенной и пониженной температур, солнечной радиации, повышенной влажности, осадков, брызг морской воды, ветровой нагрузки и др. Особое внимание к защите от влаги обусловлено тем, что при увеличении массового содержания влаги в образце диэлектрика начинает преобладать вклад воды, электрические параметры которой существенно выше, чем у исходного диэлектрика [8]:

$$\epsilon^{cm} = \epsilon_1 V_1 + \epsilon_2 V_2, \quad (3)$$

$$\operatorname{tg} \delta^{cm} = \begin{cases} \operatorname{tg} \delta_1 + \frac{\nu}{\eta + \nu} (\operatorname{tg} \delta_2 - \operatorname{tg} \delta_1), & \text{для смеси с водой} \\ \sum V_i \operatorname{tg} \delta_i, & \text{для сухой смеси,} \end{cases} \quad (4)$$

где ϵ_1, ϵ_2 - диэлектрические проницаемости составляющих смеси; $\operatorname{tg} \delta_1, \operatorname{tg} \delta_2$ - тангенсы углов диэлектрических потерь составляющих смеси; V_1, V_2 - объемные доли компонентов в смеси; $\nu = V_2 / V_1$; $\eta = \epsilon_1 / \epsilon_2$.

Реализация требования защиты конструкции от влаги осуществляется либо при выполнении конструкции в виде цельноформованной однородной, как в [9, 10], либо в виде многослойных покрытий с ячеистым заполнителем [11]. Для обеспечения стабильности электрических свойств диэлектрического покрытия в обязательном порядке наносится лакокрасочное покрытие [11], а сама форма выполняется в виде сферы, эллипсоида, полусфера, в том числе переходящей в цилиндр. В зависимости от прочных характеристик материала и требованиям к толщине стенок радиопрозрачными может быть выполнены либо все поверхность укрытия, либо только его рабочая область. Размер рабочей области определяется особенностями функционирования конкретного антенного устройства. Кроме того, к материалам РПУ предъявляются жесткие требования по пожаробезопасности – они должны быть негорючими.

Таким образом, выполненный анализ известных вариантов РПУ показывает, устанавливаемое на корабле РПУ для зеркальной антенны с рефлектором больших размеров должно быть выполнено из стеклопластика бескаркасным способом. Форма рефлектора должна выбираться сферической, с рабочей зоной по всей поверхности, вследствие предполагаемого режима функционирования. Для снижения веса, если это

существенно, РПУ может быть выполнено не из сплошного материала, а в виде многослойного покрытия с заполнителем в виде сот, пенопласта или синтактной пены, имеющей диэлектрическую проницаемость 1,7-2 и высокую влагостойкость [1, 8-11].

3. МОДЕЛЬ ИЗЛУЧЕНИЯ ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ ММДВ ПРИ РАЗМЕЩЕНИИ ЕЕ ВНУТРИ РПУ С ВОДНОЙ ПЛЕНКОЙ СНАРУЖИ

а. Постановка задачи

При решении задачи о влиянии РПУ на характеристики направленности зеркальной антенны используем метод Гюйгенса. В соответствии с ним будем полагать, что источником излучения является поверхность укрытия, освещаемая зеркальной антенной. При таком подходе необходимо определить комплексные амплитуды волны после прохождения через сферическую стенку укрытия.

Для обоснования возможности использования лучевого представления радиоволны введем следующие допущения: 1) РПУ для антенн имеет большие электрические размеры. 2) Укрытие имеет форму усеченной сферы с одинаковой по всей поверхности толщиной стенок, равной целому числу полуволн, т.е. является однослойным. 3) Антenna в укрытии размещается в дальней по отношению к укрытию зоне, а ее «центр качания» может располагаться как в геометрическом центре усеченной сферы, так и со смещением относительно него.

Постановка задачи имеет следующий вид. Пусть вблизи параболической зеркальной антенны с апертурой A (радиус рефлектора r), обозначенной на рис. 1 как 1, расположено РПУ с криволинейной (сферической) поверхностью радиуса R_0) поверхностью стенки 2. Для описания положения рефлектора введем две системы координат: $O'\lambda\mu\eta$ с центром, расположенным в центре сферы, и OXZ , в которой плоскость OXZ совпадает с плоскостью апертуры антенны, а начало координат совпадает с центром «качания» антенны. Поворот рефлектора на угол ξ относительно оси $O\mu$ (линия горизонта) осуществляется вокруг оси OX . При этом точка 0 сдвинута на расстояние H_μ относительно точки O' . Фиктивный источник, расположенный на апертуре 1 в точке с координатами $\{X_a, Z_a\}$ возбуждает в направлении, перпендикулярном плоскости раскрыва антенны, радиоволну \vec{P}_e , задаваемую направляющими косинусами $\cos\alpha$, $\cos\beta$, $\cos\gamma$. Радиоволна проходит через сферическую поверхность 2 в точке П с координатами $\{x_{cm}, y_{cm}, z_{cm}\}$. Требуется определить угол θ , под которым радиоволна, определяемая вектором \vec{P}_e , выходит через поверхность 2 в точке П.

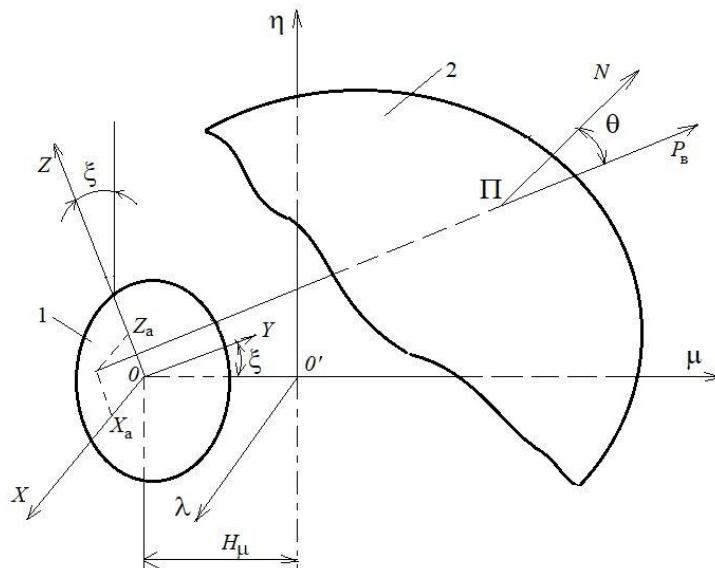


Рис.1. Геометрия задачи

6. Краткое описание модели

Как известно [2], одной из радиотехнических характеристик антенны является характеристика направленности. При проведении исследований влияния РПУ на радиотехнические характеристики для упрощения теоретического анализа и сокращения объема вычислений ограничимся областью первых боковых лепестков антенны. С учетом этого может быть использован апертурный метод [2]. В соответствии с ним поле в дальней зоне (диаграмма направленности) антенны с апертурой A при длине волны λ_0 может быть представлена в виде интеграла Кирхгофа:

$$\hat{E}(u, v) = \iint_A \dot{E}(x, z) \exp[-jk(ux + vz)] dx dz, \quad (5)$$

где $\dot{E}(x, z)$ - амплитудное распределение в апертуре A ; $\exp[-jk(ux + vz)]$ - фазовое распределение в апертуре антенны; $k = 2\pi/\lambda_0$; $u = \sin \theta \cos \varphi$; $v = \sin \theta \sin \varphi$ - обобщенные координаты.

Таким образом, в конечном счете, вопрос оценки влияния параметров РПУ на радиотехнические характеристики зеркальной антенны может быть сведен к исследованию влияния РПУ на искажение АФР в раскрыве антенны.

в. Соотношения для нахождения АФР

В силу больших электрических размеров апертуры углы входа в обтекатель криволинейной (сферической) формы в зависимости от положения точки $\{X_a, Z_a\}$ будут различаться [1]:

$$\theta = \arcsin \frac{\sqrt{X_a^2 + (Z_a + H_\mu \sin \xi)^2}}{R_0}. \quad (6)$$

Наличие диэлектрических потерь в материале, из которого выполняется РПУ, приведет к тому, что АФР изменится на величину этих потерь:

$$\dot{E}(x, z) = A(\rho, \theta) = A'(\rho) - |T^2(\theta)|, \quad (7)$$

где $A'(\rho)$ - исходное амплитудное распределение в точке $\rho = \sqrt{x^2 + z^2}/r$ раскрыва

$$A'(\rho) = \Delta + (1 - \Delta)(1 - \rho^2)^p, \quad (8)$$

Δ - величина пьедестала; $p = 1, 2$ - показатель степени; $|T^2|$ - потери мощности электромагнитного поля при прохождении через РПУ в децибеллах, определяемые в зависимости от способа выполнения покрытия с использованием соотношений, описываемых в [1, 12].

Угол выхода радиоволны из сферического диэлектрического обтекателя может быть найден с использованием закона Снелля, который для рассматриваемой конструкции «воздух внутри обтекателя – диэлектрическое укрытие – свободное пространство» имеет вид:

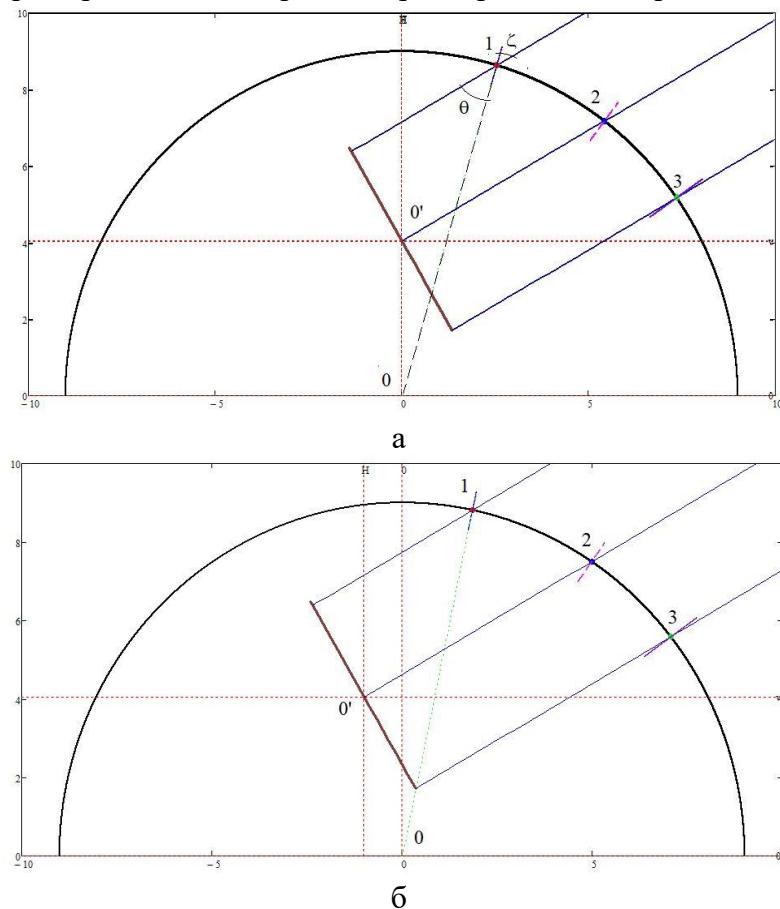
$$n_1 \sin \theta = n_2 \sin \varphi = n_3 \sin \zeta. \quad (9)$$

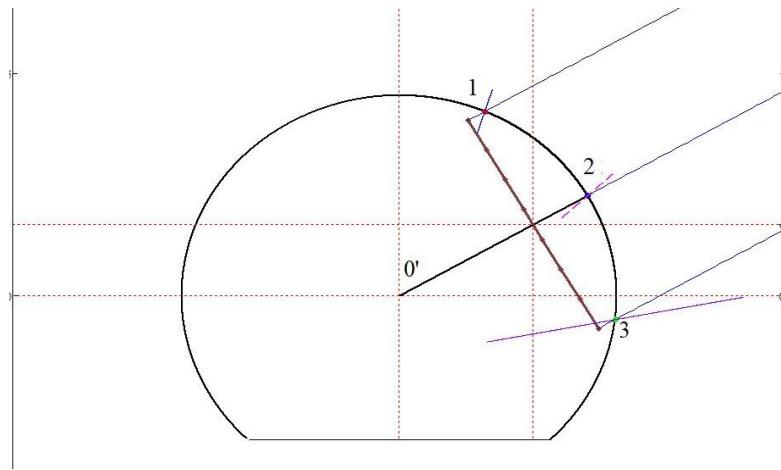
Поскольку $n_1 = n_3$, то и $\zeta = \theta$. Таким образом, после прохождения слоя криволинейного обтекателя выходящие лучи остаются параллельными. Вид фазового фронта зависит от электрической толщины стенки укрытия в каждой точке на поверхности.

4. ВЛИЯНИЕ МЕСТА РАЗМЕЩЕНИЯ АНТЕННЫ ВНУТРИ РПУ И НАЛИЧИЯ ВОДНОЙ ПЛЕНКИ НА ИСКАЖЕНИЕ АФР

a. Исследуемые положения антенны внутри РПУ

При проведении исследований влияния положения антенны внутри РПУ будем рассматривать три варианта, геометрии которых приведены на рис.3.





в

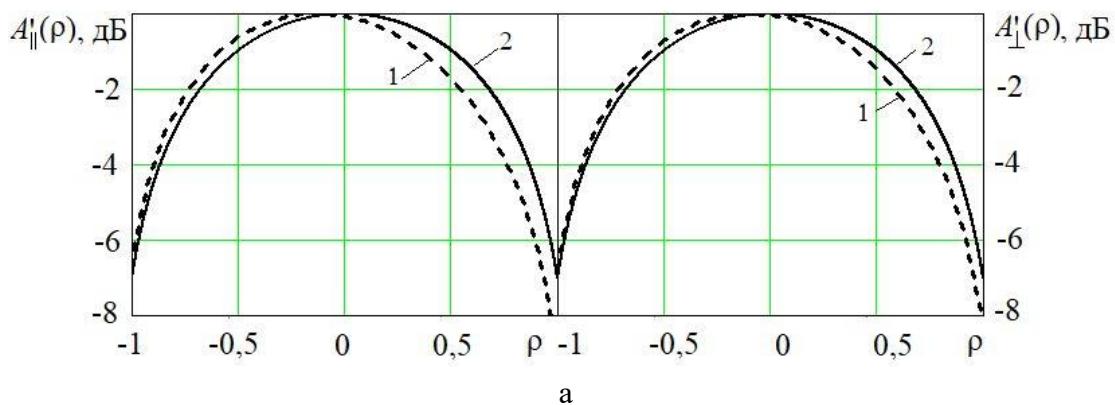
Рис.3. Исследуемые геометрии конструкций и положений антенны:
а – вариант №1; б – вариант №2; в – вариант №3

При проведении исследований полагалось, что рефлектор антенны составлял 5,4 м, радиус РПУ полагался равным 18 м для вариантов 3,*a*,*b* и 9 м для варианта 3,*c*. В первых двух случаях «центр качания» антенны поднят на высоту 1,5 радиуса рефлектора. Однако в первом случае антenna размещается в центре, а во втором случае – смещена влево относительно центра на 1 м.

6. Результаты исследований

При проведении моделирования полагалось, что укрытие выполнено как однослоиное с толщиной стенки, кратной целому числу полуволн, но не превышает 1 см. Частота передатчика равна 30 ГГц. В качестве диэлектрика используется фторопласт ($\epsilon = 2,4$ и $\operatorname{tg} \delta = 4,4 \cdot 10^{-4}$ [11]). Толщина водной пленки на поверхности обтекателя рассчитывалась с использованием соотношения из [12]. При этом поскольку считаем, что пленка образуется за счет морских брызг, то будем использовать приближение из [13]. В нем предлагается приравнивать воздействие брызг моросящему дождю. При исследовании будем полагать, что $I' = 3$ мм/ч. Электрические параметры водной пленки, образованной морскими брызгами, рассчитывались с использованием Рекомендаций МСЭ Р.527-6 (09/2021).

На рис.4, 5 приведены результаты исследований влияния РПУ с водной пленкой на искажения АФР. При этом полагалось, что $\Lambda = 0,2$, $p = 1$. Угол возвышения антенны составлял $\xi = 30^\circ$.



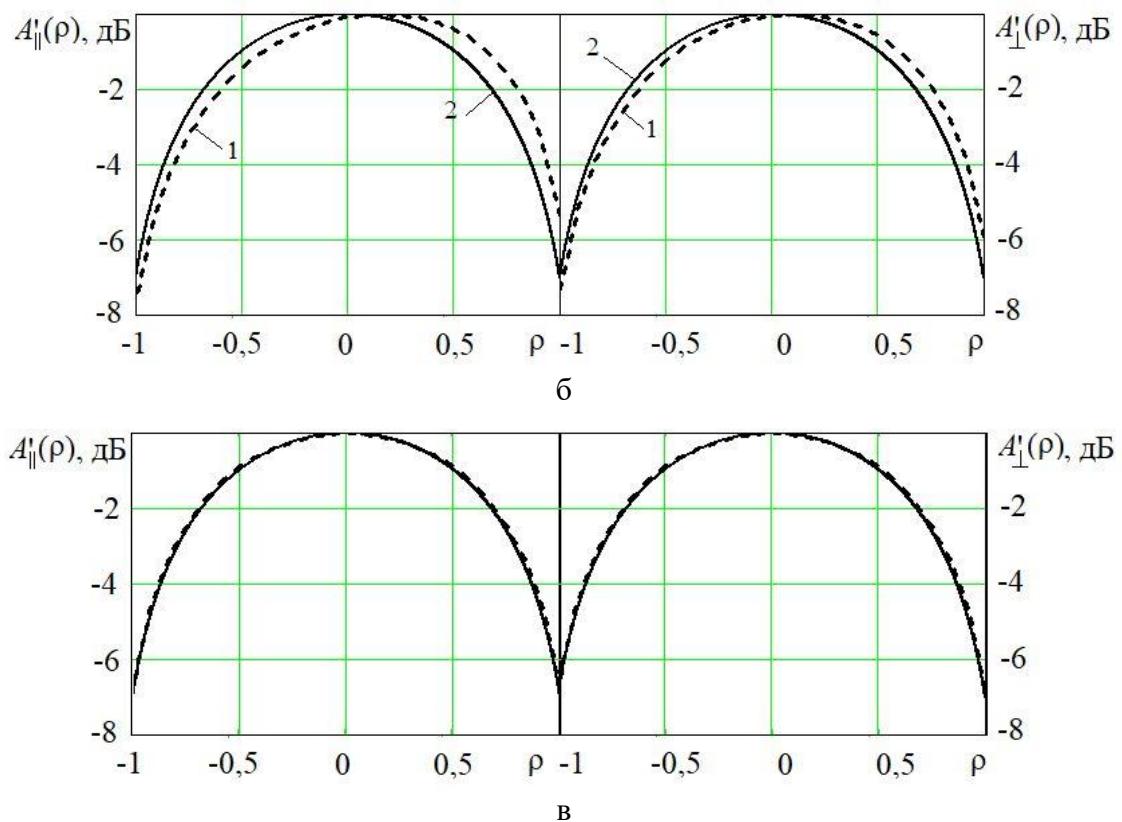
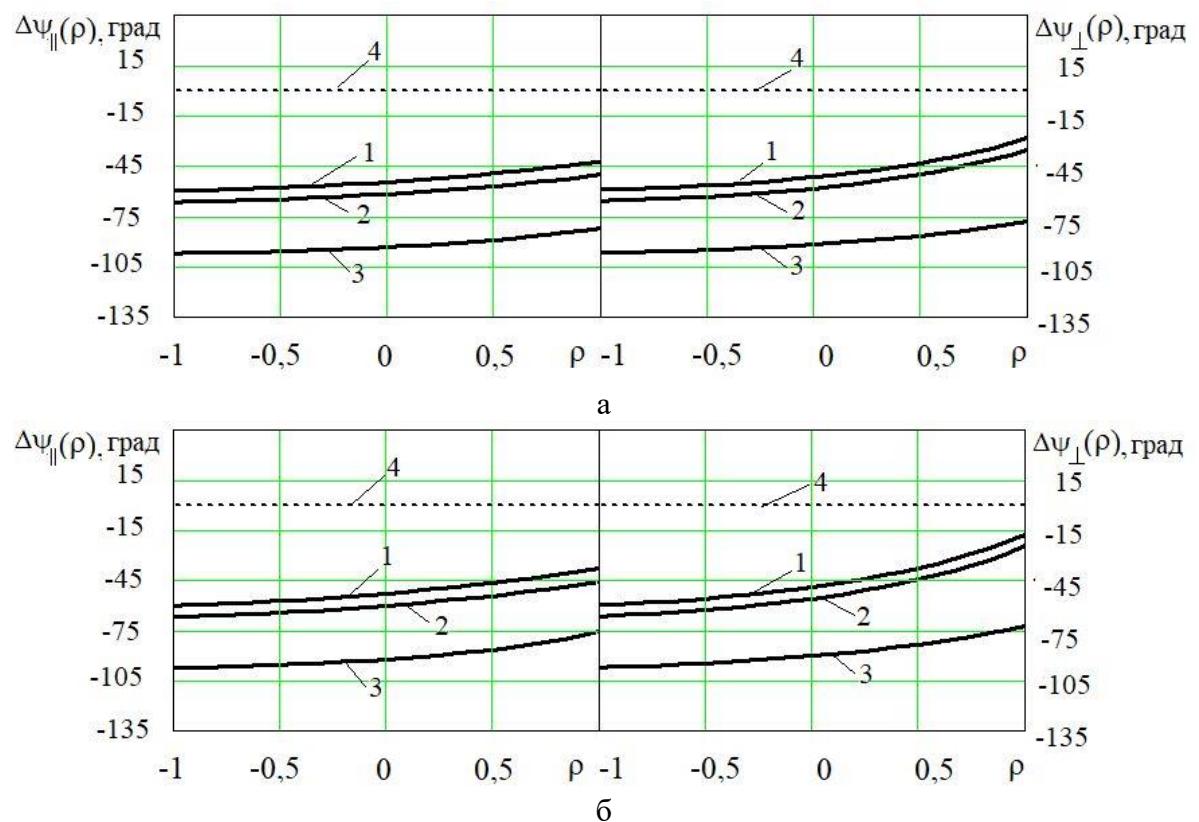


Рис.4. Амплитудное распределение поля при различном расположении антенны:
а – вариант №1; б – вариант №2; в – вариант №3
1 – антenna в свободном пространстве; 2 – антenna внутри РПУ с водной пленкой



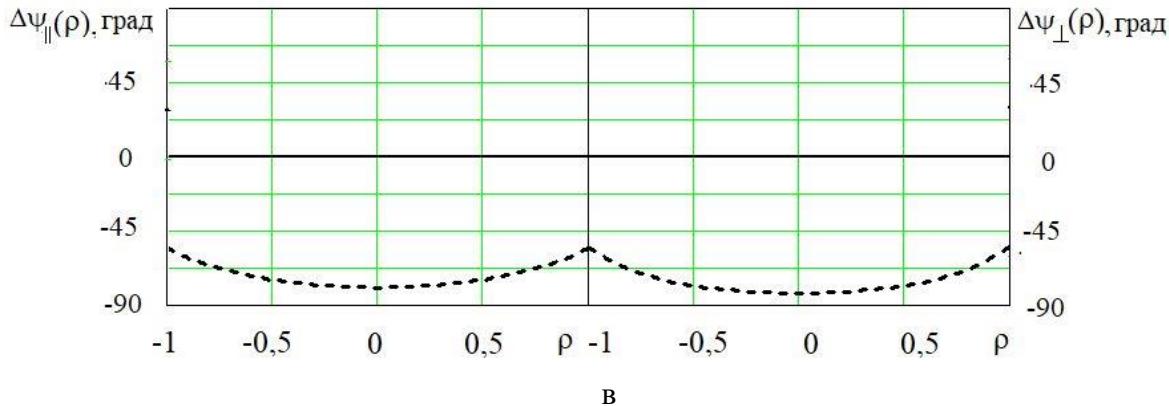


Рис.5. Фазовое распределение поля при различном расположении антенны:

а – вариант №1; б – вариант №2; в – вариант №3

1 – РПУ с пленкой из воды соленостью 37 ‰ (Атлантический океан); 2 – РПУ с пленкой из пресной воды; 3 – РПУ без водной пленки (сухой); 4 – РПУ отсутствует

в. Обсуждение результатов исследований

Анализ приведенных результатов исследований показывает, что при использовании варианта конструкции №3 РПУ вносит наименьшие искажения в АФР. При этом наибольшие искажения наблюдаются в фазовом распределении: вместо плоского фронта получаем параболический. Однако перепад фаз не превышает 23 град. Для остальных вариантов конструкций наибольшие искажения амплитуды (не симметрия) и фазы наблюдаются при несимметричном размещении антенны внутри РПУ. Соленость воды приводит к параллельному сдвигу параболического распределения фазы. На амплитудном распределении отражается не столько соленость воды, так как их электрические параметры не сильно различаются, сколько наличие водяной пленки в целом.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Приведенные в докладе результаты исследований показали, что при проектировании зеркальной антенны ММДВ для установки на корабле необходимо предусматривать защиту от воды не только нанесением покрытий из лака для предотвращения проникновения внутрь конструкции, но и учитывать изменение электрических свойств внешней поверхности РПУ вследствие образования водной пленки из соленой воды за счет морских брызг. Степень вносимых водной пленкой искажений АФР зависит от места размещения центра качания зеркальной антенны относительно геометрического центра обтекателя. Наименьшие искажения в амплитудном и фазовом распределении в апертуре рефлектора наблюдаются для конструкции, в которой апертура антенны размещается на одинаковом расстоянии от поверхности обтекателя (вариант №3), наибольшие искажения – при сильно изменяющемся положении точек апертуры относительно поверхности обтекателя (вариант №2). Соленость воды приводит к параллельному сдвигу параболического распределения фазы. На амплитудном распределении отражается не столько соленость воды, так как их электрические параметры не сильно различаются, сколько наличие водяной пленки в целом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гуртовник, И.Г.. Радиопрозрачные изделия из стеклопластиков / Гуртовник И.Г., Соколов В.И., Трофимов, Н.Н., Шалгунов Г.С. М.: Мир, 2022. - 368 с.
2. Айзенберг, Г.З., Ямпольский, В.Г., Терешин, О.Н. Антенны УКВ. В 2-х ч. Ч.1. М.: Связь, 1977. - 384 с.
3. Голубцов, М. Е. Особенности проектирования и изготовления защитных укрытий антенн / Голубцов М. Е., Потехина О. А., Клишин А. Н., Корниенко В. Н., Литун В.И // Наука и образование. МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2014, № 12. – С. 128-136.
4. Вешкин, Е. А. Климатические воздействия как оценка ремонтопригодности изделий из углепластика. / Вешкин Е. А., Старцев В. О., Постнов В. И., Баранников А. А. // Труды ВИАМ, 2019, № 8(80). – С.98-108.
5. Макушкин, И. Е. Метод измерения угловых ошибок пеленга в системе «антенна - обтекатель» в области сканирования луча ФАР / Макушкин И. Е., Дорофеев А. Е., Грибанов А. Н., Гаврилова С. Е., Синани А. И. // Вестник Концерна ВКО «Алмаз-Антей», 2019, №2. – С. 7- 24.
6. Бердышев, В. П. Пути модернизации радиопрозрачных укрытий антенных систем радиотехнических средств / Бердышев В. П., Бердышев Р. В., Кордюков Р. Ю., Хрипун С. И., Сергиенко С. В. // Научный вестник оборонно-промышленного комплекса России, 2013, №1. - С. 53-60.
7. Аверкин, В. Н. Математическое моделирование радиопрозрачных укрытий как многослойных диэлектрических сред. / Аверкин В. Н., Бердышев Р. В., Кордюков Р. Ю., Куликов А. В. // Программные продукты и системы, 2011, № 2. – С.104-108.
8. Родионов Н.Н. Электроизоляционный материал на основе фторопласта и кварцевой стеклоткани для электронных приборов СВЧ техники. // Электротехника, 2001, №8. – С.51-54.
9. Плахотничеко, А. А., Тетерин, М. А., Жакович, С. С., Рыжов, Д. А., Федорко, Г. В. Радиопрозрачное укрытия для антенн. Полезная модель № 181718 У1 РФ, МПК H01Q 1/42 (2006.01). Дата заявки: 19.04.2018. Дата опубликования: 26.07.2018.
10. Коржавин, Г. А., Антонов, П. А., Фимушин, Ю. В., Сушков, А. В., Кальянов, М. Ю. Антенное укрытие корабельных радиоэлектронных средств. Полезная модель № 69328 У1 РФ, МПК H01Q 17/00 (2006.01)Дата заявки: 27.08.2007. Дата опубликования: 10.12.2007.
11. Родионов, Н.Н. Оптимизация формования полимерного композиционного материала с улучшенным комплексом характеристик // Пластические массы. 2019, № 3-4. – С. 55-58.
12. Звездина, М. Ю., Шапошникова, А. М., Шокова, Ю. А. Математическая модель процесса накопления воды в рефлекторе зеркальной антенны миллиметрового диапазона длин волн. // Сб. трудов XXVIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2022). Т.5. – Воронеж: Изд. дом ВГУ, 2022. - С. 131-144.
13. Сергиенко, В.И. Лабораторные испытания коррозионной стойкости легких сплавов методом соленого тумана путем моделирования субтропического климата / Сергиенко В.И., Денисенко Ю.П., Добржанский В.Г., Огнев Ю.Ф., Вердиев О.Ш., Душина Н.Е. // Вестник инженерной школы ДВФУ, 2015, № 3(24). - С.85-89.
14. Соленость по географическим объектам. URL: <https://ru.wikipedia.org/wiki/Солёность> (дата обращения: 08.03.2023).

REFERENCES

1. Gurtovnik, I.G. Radio-Transparent Fibreglass Products / Gurtovnik I.G., Sokolov V.I., Trofimov N.N., Shalgunov G.S. M.: Mir, 2022. - 368 p.
2. Aizenberg, G.Z., Yampol'skii, V.G., Tereshin, O.N. VHF antennas. In 2 volumes. V.1. M.: Svyaz', 1977. - 384 p.
3. Golubtsov, M. E. Features of the design and manufacture of protective domes for antennas / Golubtsov M. E., Potekhina O. A., Klishin A. N., Kornienko V. N., Litun V.I // Science and Education. Bauman Moscow State Technical University, 2014, No. 12. – Pp. 128-136.
4. Veshkin, E. A. Climate impacts as an assessment of the repairability of carbon fiber reinforced plastic products. / Veshkin E. A., Startsev V. O., Postnov V. I., Barannikov A. A. // Proceedings of the All-Russian Research Institute of Aviation Materials, 2019, No. 8(80). – Pp.98-108.
5. Makushkin, I. E. Method for measuring angular errors of bearing in the "antenna - dome" system in the beam scanning area of the PhAR / Makushkin I. E., Dorofeev A. E., Gribanov A. N., Gavrilova S. E., Sinani A. I. // Bulletin of Almaz-Antey Concern, 2019, No.2. – Pp. 7- 24.
6. Berdyshev, V. P. Ways to modernize radio-transparent shelters of antenna systems of radio equipment / Berdyshev V. P., Berdyshev R. V., Kordyukov R. YU., Khripun S. I., Sergienko S. V.// Scientific Bulletin of the Russian Defense Industry Complex, 2013, No. 1. - Pp. 53-60.
7. Averkin, V. N.. Mathematical modeling of radio-transparent shelters as multi-layer dielectric media / Averkin V. N., Berdyshev R. V., Kordyukov R. YU., Kulikov A. V. // Software products and systems, 2011, No. 2. – Pp. 104-108.
8. Rodionov, N.N. Electrical insulating material based on fluoroplastic and quartz glass fabrics for microwave electronic devices // Electrical Engineering, 2001, No.8. – Pp. 51-54.
9. Plakhotnicheko, A. A., Teterin, M. A., Zhakovich, S. S., Ryzhov, D. A., Fedorko, G. V. Radio-transparent dome for antennas. Useful model № 181718 U1 RF, IPC H01Q 1/42 (2006.01). Application Date: 19.04.2018. Publication Date: 26.07.2018.
10. Korzhavin, G. A., Antonov, P. A., Fimushin, YU. V., Sushkov, A. V., Kal'yanov, M. YU. Antenna dome for shipborne radioelectronic facilities. Useful model № 69328 U1 RF, IPC H01Q 17/00 (2006.01 Application Date: 27.08.2007. Publication Date: 10.12.2007.
11. Rodionov, N.N. Optimization of polymer composite material molding with an improved set of characteristics // Plastic masses. 2019, No. 3-4. – Pp. 55-58.
12. Zvezdina, M. YU., Shaposhnikova, A. M., Shokova, YU. A. Mathematical model of the water accumulation process in the reflector of a millimeter wavelength range mirror antenna // Proceedings of the XXVIII International Scientific and Technical Conference "Radiolocation, Navigation, Communication". (RLNC*2022). Vol.5. – Voronezh: VSU Publ, 2022. - Pp. 131-144.
13. Sergienko, V.I. Laboratory tests of corrosion resistance of light alloys by the salt spray method by simulating a subtropical climate / Sergienko V.I., Denisenko YU.P., Dobrzhanskii V.G., Ognev YU.F., Verdiev O.SH., Dushina N.E. // FEFU Engineering School Bulletin, 2015, No. 3(24). - Pp.85-89.
14. Salinity by geographical objects. URL: <https://ru.wikipedia.org/wiki/Солёность> (assess daye: 08.03.2023).

ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МИКРОПОЛОСКОВОЙ Т-ОБРАЗНОЙ ШЛЕЙФНОЙ СТРУКТУРЫ

А. В. Остankов¹, Н. Н. Щетинин², М. Ю. Чепелев², Д. А. Максимов¹

¹Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

²Воронежский институт ФСИН России (ВИ ФСИН России), Воронеж, Россия

Аннотация. Представлены результаты электродинамического анализа типовой Т-образной микрополосковой шлейфной структуры, объединяющей в себе высокоомные и низкоомные линии. Высокоомная линия реализована в виде меандра, низкоомная линия – в виде патч-структуры. Получены частотные зависимости коэффициентов отражения и передачи по мощности Т-образной шлейфной структуры для разных значений ширины патч-элемента. Установлено, что уменьшение волнового сопротивления патч-структуры приводит к расширению рабочей полосы частот. Представленные результаты могут быть полезны при разработке многополюсных микроволновых устройств.

Ключевые слова: шлейф; Т-образная структура; многополюсник; полоса частот; миниатюризация.

FREQUENCY CHARACTERISTICS OF THE MICROSTRIP T-SHAPED LOOP STRUCTURE

A. V. Ostankov¹, N. N. Shchetinina², M. Yu. Chepelev², D. A. Maksimov¹

¹Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

²Voronezh Institute of the Russian Federal Penitentiary Service (VIFPSIN of Russia),
Voronezh, Russia

Abstract. There are results of electro-dynamic analysis of a typical T-shaped microstrip loop structure combining high-resistance and low-resistance lines. The high-resistance line is in the form of a meander, the low-resistance line is in the form of a patch structure. The frequency dependences of the reflection and transmission coefficients on the power of the T-shaped loop structure for different values of the width of the patch element are obtained. It is established that a decrease in the wave resistance of the patch structure leads to an expansion of the operating frequency band. The presented results can be useful in the development of multi-pole microwave devices.

Keywords: loop; T-shaped structure; multipole; frequency band; miniaturization.

1. ВВЕДЕНИЕ

Микрополосковые шлейфные структуры различной конфигурации получили широкое применение в составе микроволновых устройств [1]. Основная причина их использования связана со стремлением разработчиков техники УВЧ и СВЧ уменьшить габариты микроволновых устройств. Заметим, что достаточно часто шлейфные структуры представляют собой систему из высокоомных и низкоомных Т- и(или) П-образных топологических конфигураций [2].

В большинстве случаев эквивалентной замене подлежат четвертьволновые отрезки линий передачи, что позволяет существенно уменьшить габаритные размеры, например, направленных ответвителей, делителей-сумматоров мощности, фазовращателей, кроссоверов и т.д. Более сложные в построении шлейфные структуры [3] способствуют более эффективной минимизации габаритов микроволновых устройств, однако,

следствием их использования является значительное уменьшение полосы рабочих частот, что в ряде случаев может оказаться неприемлемым.

Известно, что Т-структуры обеспечивают приемлемый компромисс между кратностью уменьшения габаритных размеров и степенью ухудшения частотных характеристик устройства [4]. В отечественной и зарубежной периодике представлены различные конфигурации микрополосковых Т-образных топологий в составе шестиполюсных и восьмиполюсных устройств [5-8], появление которых связано с желанием разработчиков обеспечить максимальную степень миниатюризации при сохранении приемлемых частотных свойств микроволновых устройств [9-12]. Однако по-прежнему определенный интерес представляют частотные свойства четырехполюсных Т-структур, являющихся базовыми компонентами многополюсников, так как их электрические характеристики в значительной степени определяют амплитудно- и фазочастотные характеристики микроволновых устройств [13-16].

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ И МЕТОДЫ ЕЕ РЕШЕНИЯ

В работе исследованы частотные характеристики базовой микрополосковой Т-образной структуры, полученной на основе объединения высокоомных и низкоомной линий. На рисунке 1 показаны топологии исследуемой Т-образной структуры, отличающиеся характерным размером (шириной) низкоомного патч-элемента.

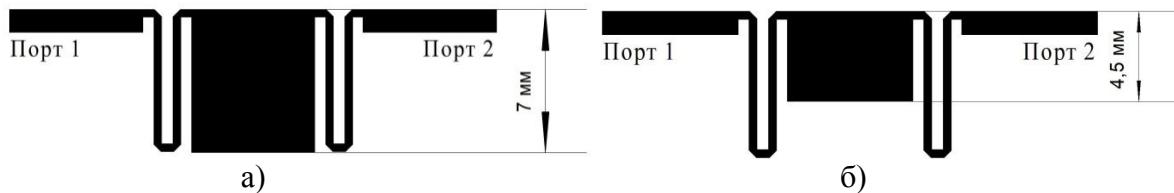


Рис. 1. Топологии Т-образной структуры с шириной патча: а) 7 мм; б) 4,5 мм

Шлейфная конфигурация предназначена для использования в диапазоне УВЧ и представляет собой совмещение высокоомной меандровой линии с шириной полоска 0,4 мм и низкоомной патч-структуры варьируемой ширины. Заметим, что подобное совмещение позволяет обеспечить относительно малые габаритные размеры шлейфа и гарантировать определенную полосу частот.

В качестве подложки для реализации структуры использован ламинат Rogers RO4003C толщиной 0,508 мм с относительной диэлектрической проницаемостью, равной 3,38, и тангенсом угла диэлектрических потерь, составляющим 0,0027.

Волновые сопротивления линий питания Т-образной структуры (порты 1 и 2) составляют 50 Ом, что соответствует ширине полоска 1,14 мм. Известно, что вне зависимости от реализуемой величины волнового сопротивления произвольной шлейфной структуры, предварительно формируются подводящие линии питания с заданным волновым сопротивлением. Следовательно, для согласования потребуется параметрическая оптимизация.

Для исследования зависимости полосы рабочих частот оптимизированной Т-образной шлейфной структуры от ширины патч-элемента в системе автоматизированного проектирования Advanced Design System выполнено полноволновое электродинамическое моделирование в широкой полосе частот.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ И ИХ ОБСУЖДЕНИЕ

На рисунке 2 представлены результаты полноволнового электродинамического моделирования Т-образной шлейфной структуры в полосе частот от 200 МГц до 2 ГГц

при ширине патч-элемента от 4,5 до 7 мм с шагом 0,5 мм в виде частотных зависимостей модулей коэффициентов отражения и передачи по мощности, выраженных в дБ.

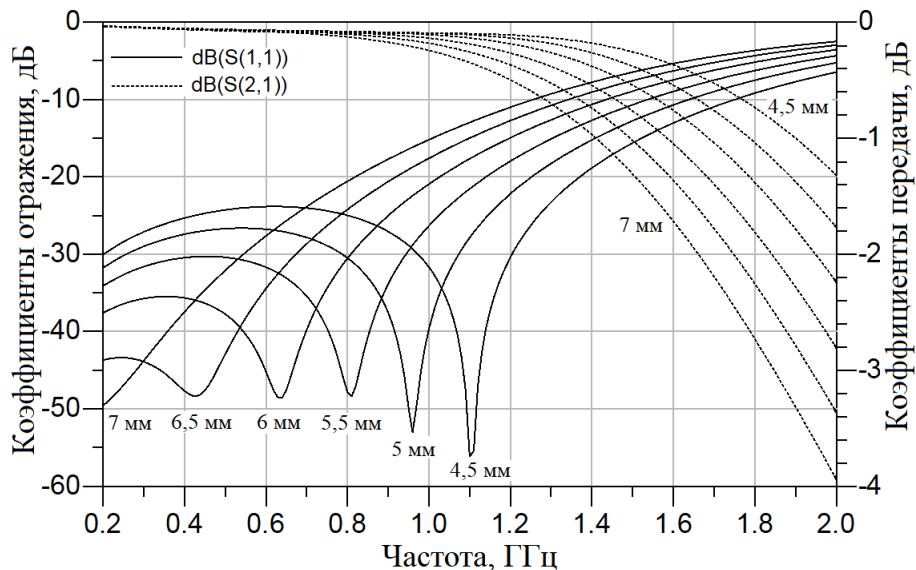


Рис. 2. Амплитудно-частотные характеристики Т-образной структуры при различной ширине низкоомного шлейфа

Из рисунка 2 следует, что последовательное уменьшение ширины патч-элемента Т-образного шлейфа способствует расширению полосы частот за счет увеличения верхней граничной частоты, что обусловлено частичным совпадением наклона фазочастотной характеристики Т-образного шлейфа и традиционного четвертьволнового отрезка (рисунок 3).

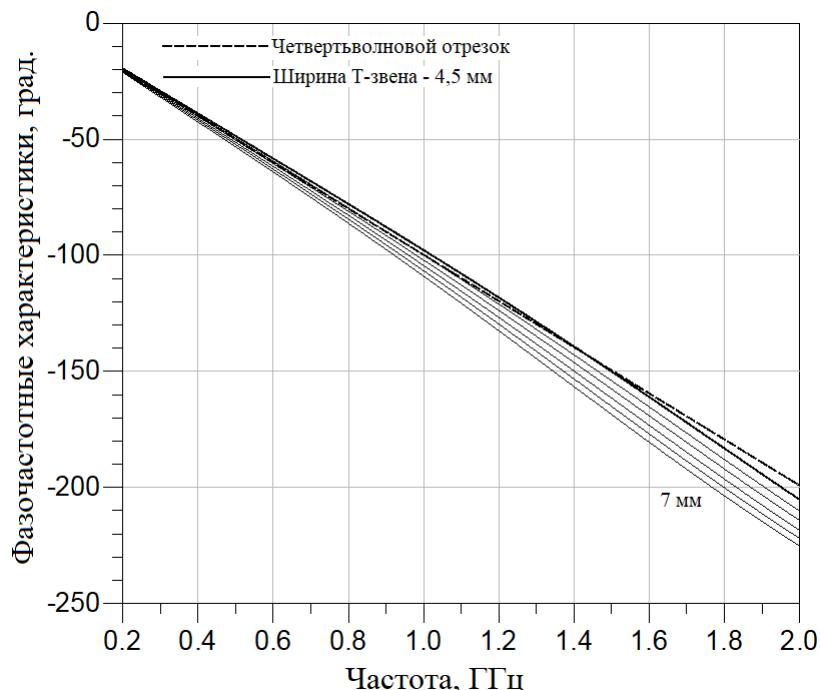


Рис. 3. Фазочастотные характеристики Т-образной структуры при различной ширине низкоомного шлейфа и четвертьволнового отрезка линии передачи

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты, полученные в работе, свидетельствуют о том, что с помощью Т-образных шлейфных структур, совмещающих в себе высокоомные и низкоомные линии, вполне можно достичь компромиссных решений как с точки зрения малых габаритов структуры, так и её широкополосности при обеспечении необходимого волнового сопротивления.

Исследованная методика расширения полосы пропускания, а также конкретные результаты в виде частотных зависимостей коэффициентов отражения и передачи Т-образных шлейфных структур представляют практический интерес и могут быть использованы разработчиками микроволновой техники.

ЛИТЕРАТУРА

1. Letavin D. A. Miniature microstrip branch line coupler with folded artificial transmission lines // AEU - International Journal of Electronics and Communications, 2019, Vol. 99. – Pp. 8-13.
2. Останков А. В., Щетинин Н. Н., Далян С. Ю. Частотные характеристики модифицированных микрополосковых шлейфов, эквивалентных четвертьволновым отрезкам // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2022, Т. 18, № 3. – С. 51-56.
3. Останков А. В., Щетинин Н. Н. Микрополосковый направленный ответвитель, выполненный на основе отрезков искусственных длинных линий // Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. Сер. Естественные и технические науки, 2016, № 1. – С. 23-25.
4. Летавин Д. А. Миниатюризация делителей мощности УВЧ диапазона: монография. М.: Издательский дом Академии Естествознания, 2022. – 138 с.
5. Lalbakhsh A. Design of a compact planar transmission line for miniaturized rat-race coupler with harmonics suppression / A. Lalbakhsh, G. Mohamadpour, S. Roshani, M. Ami, S. Roshani, A. S. Md. Sayem, M. Alibakhshikenari, S. Koziel // IEEE Access, 2021, Vol. 9. – Pp. 129207-129217.
6. Naderi M., Abbasi H. Design of compact microstrip branch line coupler using semi-circular and rectangular resonators with wide range suppressed harmonics // AEU – International Journal of Electronics and Communications, 2017, Vol. 84. – Pp. 171-184.
7. Wei N. Compact narrow/wide band branch-line couplers with improved upper-stop band / N. Wei, X. Kai-Da, Z. Mu, X. Liang-Bo, Y. Xiao-Long // AEU – International Journal of Electronics and Communications, 2019, Vol. 98. – Pp. 45-50.
8. Mohammadi P., Rezavni M. Design of compact branch-line hybrid coupler with adjustable outputs // 3rd National Conference on Avionics. At: Tehran, 2017.
9. Kumar M. Design of miniaturized 10 dB wideband branch line coupler using dual feed and T-shape transmission lines / M. Kumar, S. N. Islam, G. Sen, S. K. Parui, S. Das // Radioengineering, 2018, Vol. 27, No. 1. – Pp. 207-213.
10. Щетинин Н. Н., Останков А. В., Воробьева Е. И. Математическая модель для проектирования микрополоскового направленного ответвителя на квазисорбоченных элементах // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2014, Т. 10, № 3-1. – С. 66-70.
11. Letavin D. A., Malov E. E. Advantages and disadvantages of the miniaturization method based on the use of a lowpass filter // Loughborough Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2016. – Pp. 1-4.
12. Останков А. В. Модификация микрополоскового делителя-сумматора мощности Гизеля / А. В. Останков, Н. Н. Щетинин, Е. А. Бокова, А. Е. Плотников //

- Актуальные проблемы деятельности подразделений УИС: сб. мат. Всероссийской науч.-практ. конф. Воронеж, 2021. – С. 170-172.
13. Ostankov, A. V., Antipov S. A., Razinkin K. A. Optimization of directional and energetic properties of diffraction antenna // Global Journal of Pure and Applied Mathematics, 2016, Vol. 12, No. 4. – Pp. 3845-3864.
 14. Останков А. В., Щетинин Н. Н., Дасян С. Ю. Методика проектирования микрополосковых направленных ответвителей на встречно-штыревых структурах // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2020, Т. 16, № 4. – С. 70-75.
 15. Остаков А. В. Модификации направленных ответвителей с малоразмерными шлейфами нестандартной конфигурации / А. В. Остаков, В. Н. Кострова, Н. Н. Щетинин, К. А. Разинкин // Радиотехника, 2020, Т. 84, № 6(12). – С. 49-57.
 16. Letavin D. A. Two methods for miniaturization of stub quadrature couplers // Journal of Communications Technology and Electronics, 2018, Vol. 63, No 8. – Pp. 933-935.

REFERENCES

1. Letavin, D. A. Miniature microstrip branch line coupler with folded artificial transmission lines // AEU - International Journal of Electronics and Communications, 2019, Vol. 99. – Pp. 8-13.
2. Ostankov, A. V., Shchetinin N. N., Dachian S. Yu. Frequency characteristics of modified microstrip sub lines equivalent to quarter-wave segments // Bulletin of Voronezh State Technical University, 2022, Vol. 18, No. 3. – Pp. 51-56.
3. Ostankov, A. V., Shchetinin N. N. The microstrip directional coupler on the basis of segments of artificial transmission lines // Modern Science: actual problems of theory and practice. Series Natural and technical sciences, 2016, No. 1. – Pp. 23-25.
4. Letavin, D. A. Miniaturization of UHF power dividers: monography. M.: Publishing House Academy of Natural History, 2022. – 138 c.
5. Lalbakhsh, A. Design of a compact planar transmission line for miniaturized rat-race coupler with harmonics suppression / A. Lalbakhsh, G. Mohamadpour, S. Roshani, M. Ami, S. Roshani, A. S. Md. Sayem, M. Alibakhshikenari, S. Koziel // IEEE Access, 2021, Vol. 9. – Pp. 129207-129217.
6. Naderi, M., Abbasi H. Design of compact microstrip branch line coupler using semi-circular and rectangular resonators with wide range suppressed harmonics // AEU – International Journal of Electronics and Communications, 2017, Vol. 84. – Pp. 171-184/
7. Wei, N. Compact narrow/wide band branch-line couplers with improved upper-stop band / N. Wei, X. Kai-Da, Z. Mu, X. Liang-Bo, Y. Xiao-Long // AEU – International Journal of Electronics and Communications, 2019, Vol. 98. – Pp. 45-50/
8. Mohammadi, P., Rezavni M. Design of compact branch-line hybrid coupler with adjustable outputs // 3rd National Conference on Avionics. At: Tehran, 2017.
9. Kumar, M. Design of miniaturized 10 dB wideband branch line coupler using dual feed and T-shape transmission lines / M. Kumar, S. N. Islam, G. Sen, S. K. Parui, S. Das // Radioengineering, 2018, Vol. 27, No. 1. – Pp. 207-213.
10. Shchetinin, N. N., Ostankov A. V., Vorobjeva E. I. Mathematical model for the microstrip directional coupler on a quasi-lumped element // Bulletin of Voronezh State Technical University, 2014, Vol. 10, No. 3-1. – Pp. 66-70.
11. Letavin, D. A., Malov E. E. Advantages and disadvantages of the miniaturization method based on the use of a lowpass filter // Loughborough Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2016. – Pp. 1-4.
12. Ostankov, A. V. Modification of the Gisel microstrip power divider-adder / A. V. Ostankov, N. N. Shchetinin, E. A. Bokova, A. E. Plotnikov // Actual problems of the

- activities of the units of the penitentiary system: collection of materials of the All-Russian scientific and practical conference. Voronezh, 2021. – Pp. 170-172.
- 13. Ostankov, A. V., Antipov S. A., Razinkin K. A. Optimization of directional and energetic properties of diffraction antenna // Global Journal of Pure and Applied Mathematics, 2016, Vol. 12, No. 4. – Pp. 3845-3864.
 - 14. Ostankov, A. V., Shchetinin N. N., Dachian S. Yu. Methodology of designing micro-strip directional couplers on interdigitated structures // Bulletin of Voronezh State Technical University, 2020, Vol. 16, No. 4. – Pp. 70-75.
 - 15. Ostankov, A. V. Modifications of directional couplers with small-sized circuits of non-standard configuration / A. V. Ostankov, V. N. Kostrova, N. N. Shchetinin, K. A. Razinkin // Radioengineering, 2020, Vol. 84, No. 6(12). – Pp. 49-57.
 - 16. Letavin, D. A. Two methods for miniaturization of stub quadrature couplers // Journal of Communications Technology and Electronics, 2018, Vol. 63, No 8. – Pp. 933-935.

ШИРОКОПОЛОСНАЯ ДВУХПОЛЯРИЗАЦИОННАЯ STACKED ПАТЧ АНТЕННА

Г. К. Усков, К. В. Смусева, С. А. Очилова, Е. Е. Сыромятова, Д. В. Лелявин

ФГБОУ ВО ВГУ, Воронеж, Россия

Аннотация. Рассматривается двухполяризационная широкополосная stacked патч антенна для систем WLAN, Wi-Fi, WiMAX. Численное моделирование и экспериментальные измерения прототипа показывают хорошее согласование и высокую развязку.

Ключевые слова: stacked патч; широкополосная антенна; двухполяризационная антенна; патч антенна.

WIDEBAND DUALPOLARISED STACKED PATCH ANTENNA

G. K. Uskov, K. V. Smuseva, S. A. Ochilova, E. E. Syromyatova, D. V. Lelyavin

VSU, Voronezh, Russia

Abstract. A dual-polarization broadband stacked patch antenna for systems for WLAN, Wi-Fi, WiMAX systems is considered. Numerical modeling and experimental measurements of the prototype show good matching and decoupling between the ports.

Keywords: stacked patch; broadband antenna; dual polarization antenna; patch antenna.

1. ВВЕДЕНИЕ

Классические патч антенны [1-2] просты в изготовлении и легко могут быть модифицированы под определенные технические условия, обладают малыми размерами, а также позволяют достичь высоких показателей КПД и коэффициент направленного действия (КНД).

Благодаря высоким техническим показателям эти антенны применяются в системах навигации и мониторинга, в том числе в беспилотном транспорте и дронах, а также они могут иметь форму изогнутой поверхности, соответствующей поверхности более габаритного транспорта. Например, такие антенны устанавливают на внешние поверхности беспилотных летательных аппаратов [3], самолетов или космических аппаратов [4].

Однако, наряду с перечисленными достоинствами, они обладают узким диапазоном частот.

В работе предложена усовершенствованная широкополосная двухполяризационная антенна, основанная на stacked патче.

2. МОДЕЛЬ АНТЕННЫ

Предложенная в данной работе антенна представляет собой два соосно расположенных на различной высоте круглых патчей. Нижний патч диаметром 42 мм имеет прорези, обеспечивающие согласование и улучшенные поляризационные свойства. Он расположен на подложке, состоящий из слоя диэлектрика с $\epsilon=2.4$ толщиной 5 мм и заземленной металлической поверхности. Запитка осуществляется двумя коаксиальными портами, внешние проводники которых подключены к заземленной плоскости, а центральные проводники к нижнему патчу на расстоянии 12 мм от центра под углами ± 45 градусов от горизонтали. Верхний патч диаметром 44 мм

расположен на высоте 10 мм от нижнего на слое с диэлектрической проницаемостью, близкой к 1.

Конструкция антенны представлена на рисунке 1, численные значения параметров приведены в таблице 1.

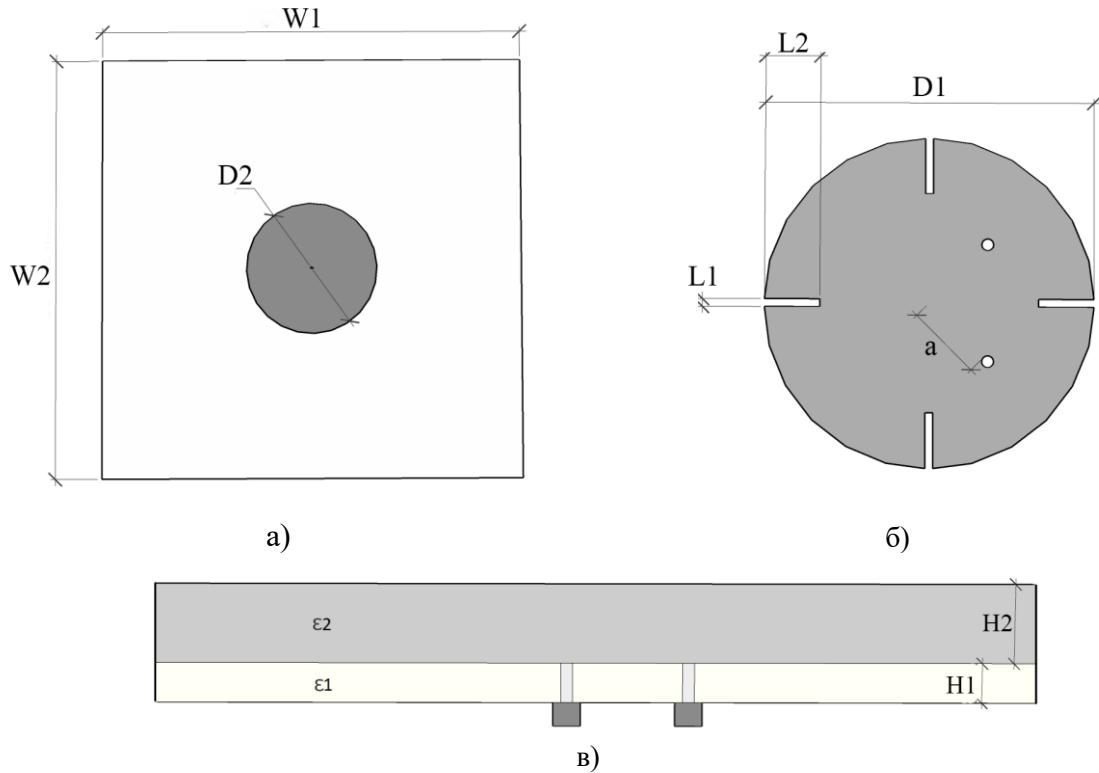


Рис. 1. Конструкция stacked патч антенны

Таблица 1. Параметры антенны

W1	142 мм	a	12 мм
W2	142 мм	H1	5 мм
D1	42 мм	H2	10 мм
D2	44 мм	ε1	2.4
L1	1 мм	ε2	1.05
L2	7.2 мм		

Для исследования характеристик предложенной патч-антенны было проведено электродинамическое моделирование в среде CST Studio Suite. Электродинамическая симуляция производилась методом FIT (finite integration technique) в диапазоне частот от 2,2 до 3 ГГц. Границами счетной области являлись идеально согласованные слои с коэффициентом отражения порядка 10^{-5} . В качестве запитки в модели использовались волноводные порты.

На рисунке 2 (а) представлены частотные зависимости S-параметров антенны. Ввиду симметрии конструкции представлены зависимости только для одного порта. Из рисунка видно, что по уровню S11 -10дБ антенна работает в диапазоне от 2.33 ГГц до 2.9 ГГц с развязкой между портами менее -14 дБ. Коэффициент усиления антенны более 8.8дБи во всем рабочем диапазоне (рисунок 2-б)

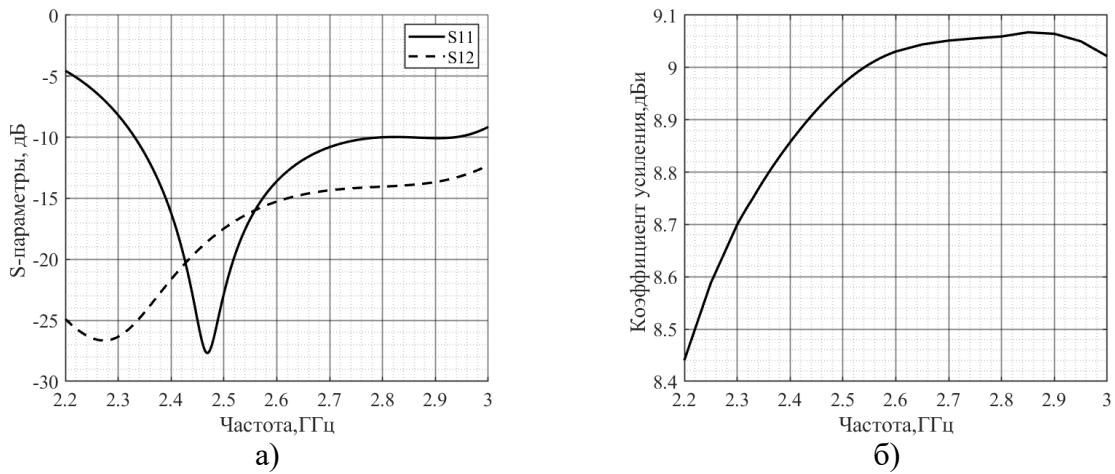


Рис. 2. Частотные зависимости S-параметров (а) и коэффициента усиления (б).

Антенна излучает с линейной поляризацией ± 45 градусов. На рисунке 3 представлены нормированные ко- и кросс- поляризационные составляющие диаграммы направленности антенны на различных частотах рабочего диапазона для порта 1. Из рисунков видно, что диаграммы направленности имеют низкий уровень бокового излучения и ширину около 70° по уровню 3дБ.

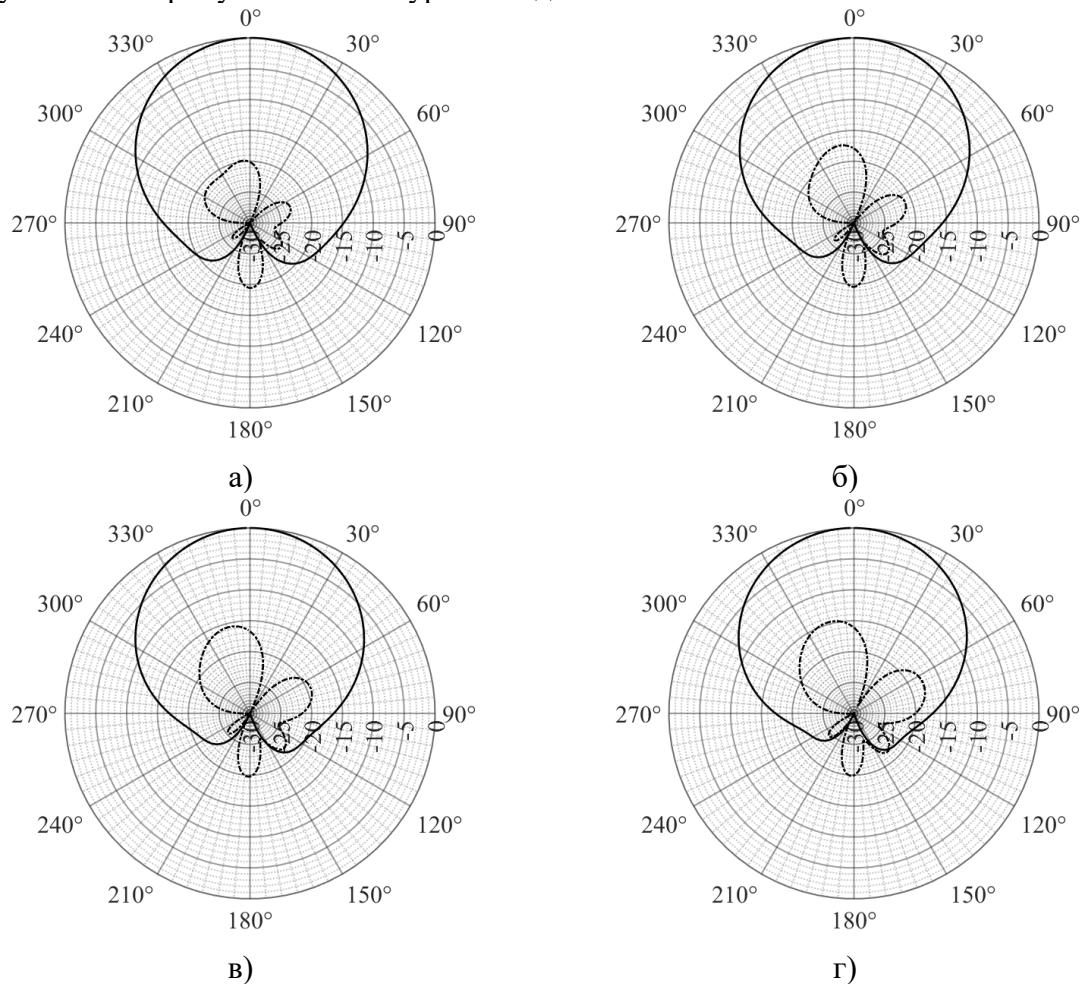


Рис. 3. Диаграммы направленности патч-антенны для порта 1, для ко-поляризации (сплошная линия) и кросс-поляризации (пунктирная линия) на частотах 2.4ГГц (а), 2.5ГГц (б), 2.6ГГц (в), 2.7ГГц (г).

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МАКЕТА АНТЕННЫ

Далее был изготовлен экспериментальный образец рассматриваемой антенны. В качестве материала подложки был выбран HIPS пластик, имеющий диэлектрическую проницаемость на рассматриваемых частотах приблизительно 2.4. Далее, методом химической металлизации на него был нанесен слой меди толщиной 30мкм и путем фрезерования получена требуемая форма нижнего патча. Далее, методом трехмерной печати был изготовлен верхний диэлектрический слой с процентом заполнения около 5%, что обеспечило диэлектрическую проницаемость около 1. Далее вся конструкция была прикреплена к плоскости заземления, с заранее установленными SMA-портами запитки.



Рис. 4. Экспериментальный образец антенны

Экспериментальное измерение характеристик образца проводилось с помощью векторного анализатора цепей Agilent Technologies N5230C и сканера ближнего поля EMSCAN RFxpert RFX-6.

Из полученных данных (рисунок 5) видно, что антенна имеет коэффициент отражения ниже -10дБ в диапазоне от 2.3ГГц до 2.9 ГГц, а также развязку между портами около -20 дБ в нижней части рабочего диапазона и менее -10 на верхней частоте.

Измеренные диаграммы направленности (рисунок 6) хорошо согласуются с результатами моделирования.

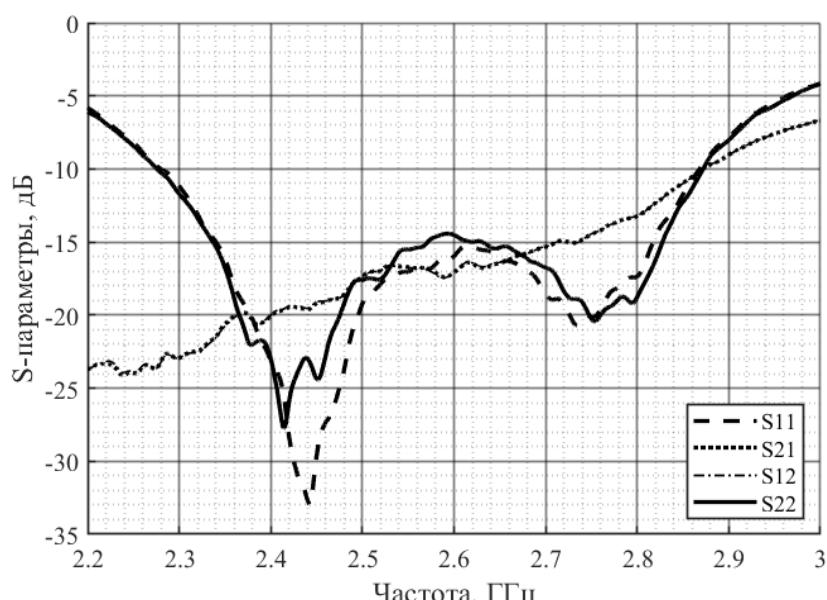


Рис.5. Измеренные зависимости S-параметров (а) и коэффициента усиления (б).

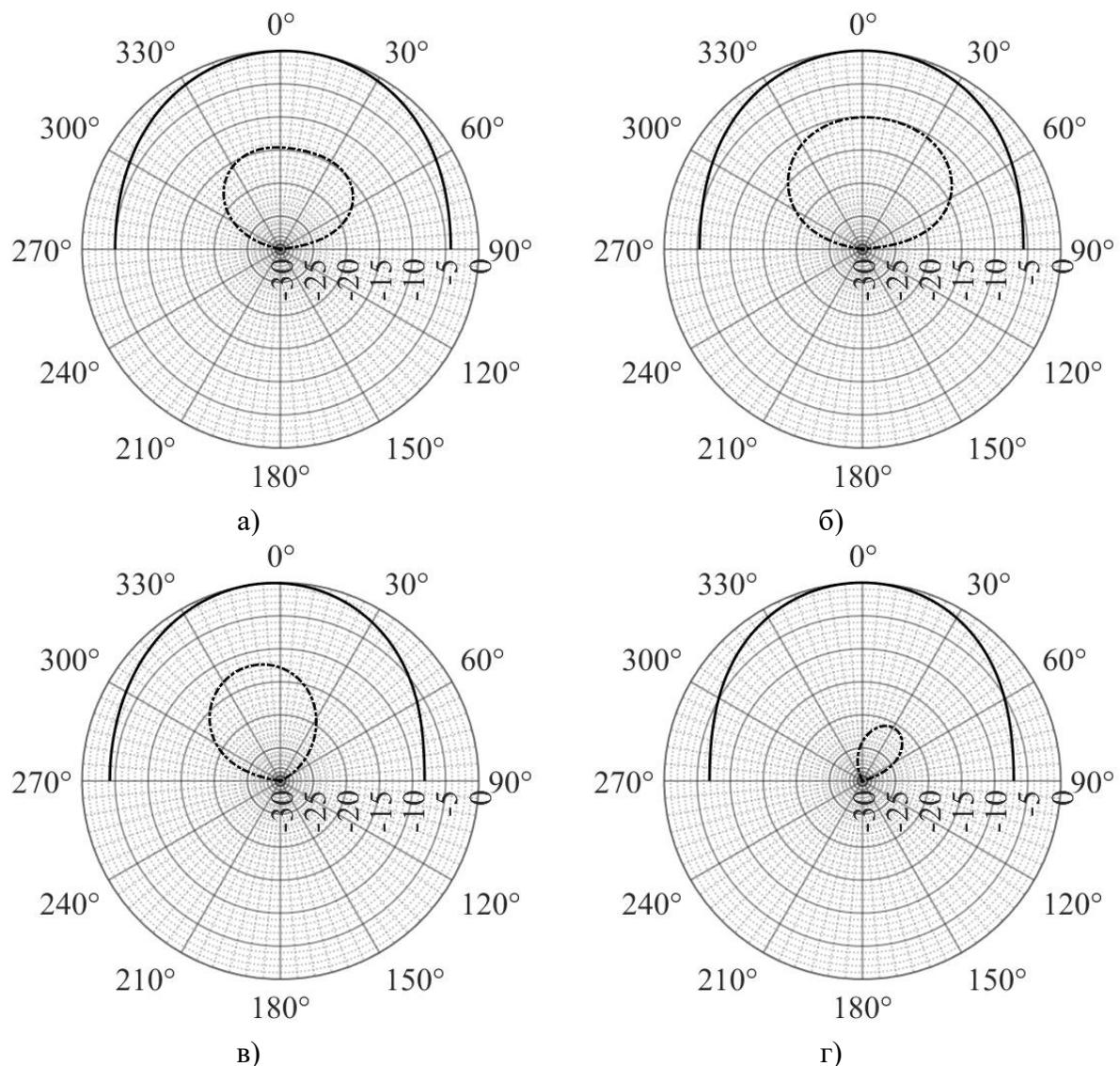


Рис.6. Измеренные нормированные диаграммы образца патч-антенны для порта 1, для ко-поляризации (сплошная линия) и кросс-поляризации (пунктирная линия) на частотах 2.4ГГц (а), 2.5ГГц (б), 2.6ГГц (в), 2.7ГГц (г).

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе предложена широкополосная двухполяризационная stacked патч антенна, работающая в диапазоне 2.3-2.9 ГГц. Проведено численное моделирование, а также изготовлены и измерены характеристики экспериментального образца. Результаты исследования показали, что антенна излучает в двух линейных поляризациях ($\pm 45^\circ$) с шириной диаграммы около 70° и коэффициентом усиления более 8.7дБи. Преимущество предложенной антенны заключается в её компактности и простоте изготовления.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 21-19-00323, <https://rscf.ru/project/21-19-00323/>.

ЛИТЕРАТУРА

1. Антенны и устройства СВЧ / Под ред. Д. И. Воскресенского.. — М.: Радио и связь, 1981. — 432 с.
2. Balanis C. A. Modern antenna handbook. John Wiley & Sons, Inc., 2008. 1704 p..
3. Веревкина, Е. В. Микрополосковая антenna для беспилотного летательного аппарата / Е. В. Веревкина // . – 2018. – № 7. – С. 191-196.
4. H. Liu, Y. He, L. Zhang and W. He, "A Sequential-Phase Fed Dual-Band Dual-Circular-Polarized Patch Antenna for Ka-Band Satellite Communications," 2020 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO), Hangzhou, China, 2020, pp. 1-3, doi: 10.1109/NEMO49486.2020.9343577.

REFERENCES

1. Antennas and microwave devices / Ed. D. I. Voskresensky .. - M .: Radio and communication, 1981. - 432 p.
2. Balanis C. A. Modern antenna handbook. John Wiley & Sons, Inc., 2008. 1704 p..
3. Verevkina, E. V. Microstrip antenna for an unmanned aerial vehicle / E. V. Verevkina // . - 2018. - No. 7. - P. 191-196.
4. H. Liu, Y. He, L. Zhang and W. He, "A Sequential-Phase Fed Dual-Band Dual-Circular-Polarized Patch Antenna for Ka-Band Satellite Communications," 2020 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO), Hangzhou, China, 2020, pp. 1-3, doi: 10.1109/NEMO49486.2020.9343577.4

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРИЕМНОГО ТРАКТА КАНАЛА РАДИОУПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЕМ МОБИЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ

В.К. Маршаков¹, А.Д. Кононов², А.А. Кононов²

¹Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

²Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Предлагается макет лабораторного испытательного стенда для исследования помехоустойчивости и электромагнитной совместимости системы радиоуправления подвижными объектами, который может применяться для проверки устройств аппаратуры в условиях заводских и профилактических испытаний. Приведены некоторые результаты лабораторных измерений.

Ключевые слова: мобильный объект; экспериментальные исследования; канал радиоуправления; передатчик; приемник.

EXPERIMENTAL STUDY OF NOISE IMMUNITY OF THE RECEIVING TRACT OF THE MOBILE OBJECTS MOTION RADIO CONTROL CHANNEL

V.K. Marshakov¹, A.D. Kononov², A.A. Kononov²

¹Voronezh state university (VSU), Voronezh, Russia

²Voronezh state technical university (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. A model of a laboratory test bench for studying the noise immunity and electromagnetic compatibility of the mobile objects radio control system is proposed, and can be utilized for testing equipment devices in factory and preventive test conditions. Some results of laboratory measurements are given.

Keywords: mobile object; experimental study; radio control channel; transmitter; receiver.

1. ВВЕДЕНИЕ

Вопросы дистанционного радиоуправления различными мобильными объектами (МО) нашли достаточно широкое отражение в отечественных и зарубежных научно-технических и реферативных журналах. Как правило, радионавигационные системы (РНС) автоматического управления движением мобильных объектов, состоят из координатомерной системы, фазоизмерительного устройства (ФИУ), специализированного вычислительного устройства (СВУ) и канала передачи команд управления [1-6]. При этом необходимо учитывать особенности передачи и обработки информации [7-9], некоторые из которых достаточно подробно описаны и наглядно проявляются в разнообразных сферах изучения распространения волн [10-12].

Одно из наиболее важных требований, предъявляемых к системам радиоуправления и связи, является достоверность информации, передаваемой от источника к получателю. В реальных условиях выполнению этого требования неизбежно препятствуют ошибки, которые вызываются внешними помехами, поступающими на вход приемного устройства из канала связи, внутренними шумами, возникающими в самом приемном устройстве, искажениями сигнала, связанными непосредственно с прохождением его по радиоканалу.

Учитывая особую ответственность объектов с телеуправлением, для обеспечения их надежной и безошибочной работы необходима высокая помехозащищенность канала радиоуправления (КРУ). С целью определения технических и эксплуатационных параметров радиопередающего и радиоприемного устройств системы телеуправления мобильными объектами необходимо выполнить экспериментальное исследование помехоустойчивости канала.

Следует иметь в виду, что канал радиоуправления подвержен влиянию помех различной природы и интенсивности. От надежной и безошибочной работы приемно-передающего устройства в условиях воздействия случайных помех различной природы и интенсивности на канал управления будет зависеть правильность работы всей системы телеуправления в целом.

2. СТЕНД ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРИЕМНОГО ТРАКТА КАНАЛА РАДИОУПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЕМ МОБИЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ

Для проведения экспериментального исследования помехоустойчивости канала РУ необходимо сформулировать требования к выбору характера и интенсивности случайных и непреднамеренных помех, уровня полезного сигнала на входе приемного устройства, а также определить характеристики, подлежащие оценке и контролю и указать способы их измерений.

С этой целью исследование помехоустойчивости КРУ для подвижных МО проводится методом физического моделирования. Для создания физической модели был использован лабораторный стенд, блок-схема которого приведена на рисунке 1.

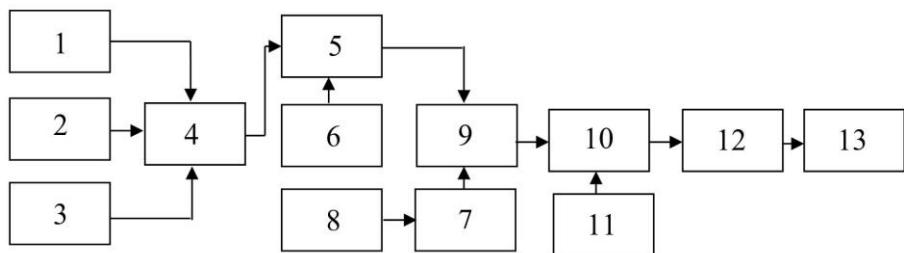


Рис. 1. Схема лабораторного стенда для исследования помехоустойчивости канала радиоуправления мобильными объектами

На рисунке 1 обозначено:

- 1, 2, 3 – генераторы сигналов низкочастотные;
- 4 – согласующее устройство;
- 5 – генератор сигналов высокочастотный;
- 6 – частотомер электронносчетный;
- 7 – генератор сигналов высокочастотный;
- 8 – генератор импульсов;
- 9 – коммутатор;
- 10 – разъем;
- 11 – анализатор спектра;
- 12 – приемное устройство;
- 13 – контрольно-регистрирующее устройство.

При помощи данного лабораторного стенда формируются специальные тест-сигналы, имитирующие естественные излученные колебания. С помощью таких испытательных сигналов возможна проверка аппаратуры без использования антенно-

фидерных трактов, что удобно в условиях заводских и профилактических испытаний. При этом, естественно, должно быть обеспечено полное соответствие измерений с данными, наблюдаемыми в реальных каналах радиоуправления.

Имитация сигналов-помех от возможных соседних управляемых объектов, работающих как на частоте полезного сигнала, так и с разносом по частоте, осуществляется при помощи приборов и устройств 1, 2, 3, 4, 5, 6. С выхода генератора высокочастотных сигналов на вход приемного устройства подается частотно-модулированный сигнал, соответствующий сигналу-помехе от соседнего передающего устройства. Низкочастотными сигналами от приборов 1, 2, 3 осуществляется имитация команд управления. При оценке отказов в канале управления, а также случаев появления ложных команд необходимо имитировать сигнал-помеху с частотами как совпадающими, так и несовпадающими с частотами команд управления полезного сигнала. Например, в описываемом макете сигнал управления «подъем отвала технологической машины» осуществляется при помощи командных частот $F_3=1830$ Гц и $F_6=2810$ Гц, а сигнал управления «подъем рыхлителя грунта» командными частотами $F_5=2450$ Гц и $F_6=2810$ Гц. В этом варианте в комбинацию частот при передаче двух разных команд входит одна и та же частота $F_6=2810$ Гц. Измерения, проведенные на лабораторном стенде, показывают, что при совпадении несущих частот в случае несовпадения командных частот, отказы в работе канала радиоуправления и появление ложной команды наблюдается при соотношении помеха/сигнал 0,7. В случае совпадения одной из командных частот соотношение помеха/сигнал, при котором происходят эти искажения уменьшается до 0,6. Таким образом, для уменьшения соотношения помеха/сигнал нужно уменьшить уровень помехи посредством частотного или пространственного разноса.

3. НЕКОТОРЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ КАНАЛА РАДИОУПРАВЛЕНИЯ СИСТЕМЫ ДИСТАНЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ МАШИНАМИ РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Исследование возможностей повышения помехозащищенности приемных устройств системы дистанционного управления движением МО, проведенной на разработанном макете экспериментального измерительного комплекса, позволило получить кривую (рисунок 2), построенную по результатам измерений для различных расстроек частот Δf передающих устройств управления с предельными значениями соотношения помеха/сигнал (п/с) при напряжении сигнала $U_c=2$ мкВ. В ходе проведения эксперимента появление ложных команд выявлено только в двух ситуациях – в случае совпадения частоты помехового сигнала с несущей частотой полезного сигнала и в случае совпадения частоты сигнала-помехи с частотой внеполосного канала приема.

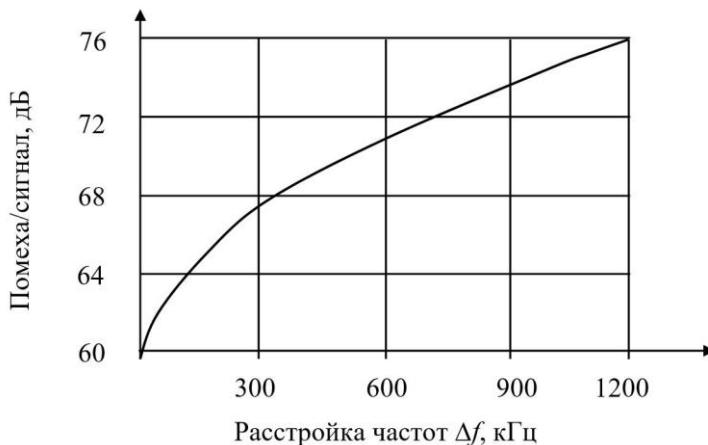


Рис. 2. Помехоустойчивость канала радиоуправления
при воздействии помех от однотипных передающих устройств

При этом уровень помехи на частоте внеполосного канала приема должен превышать уровень подавления самого внеполосного канала приема в радиоприемном устройстве КРУ. Из графика следует, что соотношение помеха/сигнал резко изменяется только в области частот, находящихся достаточно близко от несущей частоты полезного сигнала. Таким образом, в этой области частот возникает задача определения частотного разноса между передающими устройствами управления в соответствии с требованиями избирательности по соседнему каналу в радиоприемном устройстве канала РУ. В области частот, далеких от несущей частоты полезного сигнала помехоустойчивость канала РУ определяется полосой «забития». В этом случае для предотвращения сбоев и отказов в КРУ, то есть для повышения порогового соотношения п/с, при котором эти сбои возможны, необходим пространственный разнос устройств управления и здесь интересно определение области частотного разноса, а также зоны пространственного разноса с точки зрения обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) средств управления.

Исследования помехоустойчивости канала РУ при воздействии импульсных помех проводились на лабораторном стенде с использованием приборов 7, 8 (рисунок 1). С их помощью проводилась имитация импульсных помех различного характера и уровня. Генератор импульсных сигналов 8 вырабатывает импульсы, длительность которых соответствует реальной длительности помехи. Эти импульсы поступают на вход внешней модуляции генератора высокой частоты 7. На вход 10 исследуемого приемника с выхода генератора высокой частоты поступают радиоимпульсы с заданной длительностью и скважностью. Для получения радиоимпульсов с большой длительностью в форме меандра использовался метод перемодуляции высокочастотного сигнала сигналом низкой частоты. Изменение скважности импульсов осуществлялось посредством изменения амплитуды модулирующего сигнала, представленного в виде половины косинусоиды.

На графиках, приведенных на рисунке 3, показано изменение соотношения помеха/сигнал (при заданном $U_c=3,8$ мкВ) в зависимости от длительности T и скважности Q радиоимпульсных последовательностей, спектр которых лежит в полосе частот основного канала приема.

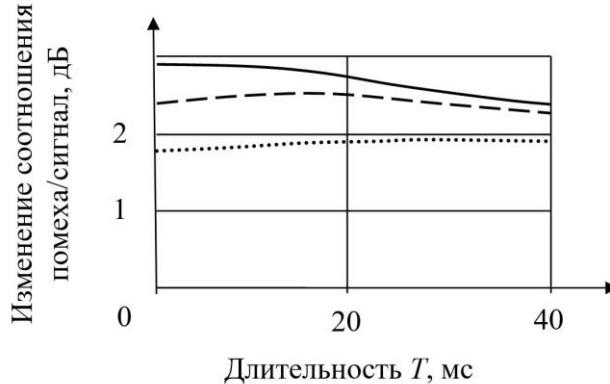


Рис. 3. Помехоустойчивость канала радиоуправления при воздействии импульсных помех с различной длительностью

Следует отметить, что на рисунке 3 сплошная линия соответствует значению скважности $Q=1,4$; штриховая – значению $Q=1,8$; точечная – $Q=2$. Из графиков видно, что помехоустойчивость канала РУ при наличии импульсных помех с узким спектром мало меняется с изменением длительности и скважности радиоимпульсов.

Появление ложных команд при воздействии помех такого рода будет только в том случае, когда частота манипуляции равна или кратна командной частоте передаваемого сигнала управления. В ходе экспериментального исследования при частоте следования помеховых импульсов, равной 800 Гц, происходило ложное срабатывание команды «тормоз».

По результатам эксперимента в области частот, находящихся за пределами полосы пропускания радиоприемного устройства, влияние импульсных помех с узким спектром на помехоустойчивость КРУ почти не отличается от помехоустойчивости канала при воздействии помех от соседних передающих устройств управления. При наличии в канале радиоуправления импульсных помех с широким спектром излучения при тех же значениях разноса частот несущих сигналов управления и помехи отношение помеха/сигнал с уменьшением длительности радиоимпульса увеличивается, что подтверждается графиками, представленными на рисунке 4 ($U_c=2$ мкВ, сплошная кривая соответствует длительности импульса $\tau_i=1$ мкс, штриховая – $\tau_i=10$ мкс, точечная – $\tau_i=1250$ мкс). Увеличение соотношения помеха/сигнал с уменьшением длительности τ_i объясняется появлением эффекта ШОУ (широкополосный тракт – ограничитель – узкополосный тракт) в радиоприемном устройстве на этих уровнях помехи.

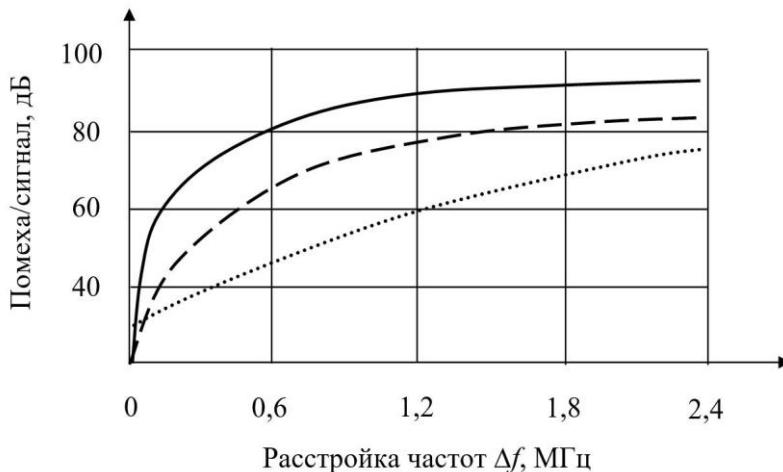


Рис. 4. Помехоустойчивость канала радиоуправления при воздействии импульсных помех с различной длительностью импульса помехи

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенные экспериментальные исследования позволяют констатировать следующее.

1. При работе двух передающих устройств на одной несущей частоте помехоустойчивость канала РУ падает при передаче команд управления с несовпадающими командными частотами.

2. Появление ложных команд управления наблюдается в случае нахождения помехи на несущей частоте передачи управления или при совпадении частоты помехи с частотой внеполосного канала приема.

3. Наиболее опасной областью частот для радиоприемного устройства с точки зрения отказов работы является область КРУ, лежащая близко к полосе пропускания основного канала.

4. Помехоустойчивость канала РУ наиболее сильно зависит от присутствия импульсных помех.

5. При воздействии импульсных помех наиболее опасными для искажения команд являются помехи, частота манипуляции которых равна или кратна значению командных частот.

6. Допустимый уровень импульсных помех с узким спектром в полосе основного канала приема находится ниже, чем у помех с широким спектром. За полосой основного канала допустимый уровень узкополосных помех выше.

Полученные результаты могут быть полезны при решении задач повышения помехозащищенности и преодоления проблем электромагнитной совместимости систем радиоуправления мобильными объектами различного назначения.

ЛИТЕРАТУРА

- Маршаков В.К., Кононов А.Д., Кононов А.А. Анализ систем траекторного сопровождения мобильных объектов с автоматическим управлением // Сб. докладов XXI Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2015. – Т.3, С.1296–1304.
- Маршаков В.К., Кононов А.Д., Кононов А.А. Разработка элементов радионавигационной системы ориентации для управления движением мобильных

- объектов // Сб. докладов XIX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2013. – Т.3, С.1850–1857.
3. Маршаков В.К., Кононов А.Д., Кононов А.А. Экспериментальное определение точности нахождения координат радионавигационной системой ориентации мобильных объектов // Сб. докладов XXII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2016. – Т.3, С.1304 – 1312.
 4. Маршаков В.К., Кононов А.Д., Кононов А.А. Анализ вариантов обработки выходных сигналов разностно-дальномерной навигационной системы для согласования с исполнительными механизмами мобильного объекта // Сб. докладов XXIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2017. – Т.1, С.813 – 821.
 5. Маршаков В.К., Кононов А.Д., Кононов А.А. Экспериментальные исследования разностно-дальномерной системы управления движением мобильных объектов // Сб. докладов XXIV Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2018. – С. 300–309.
 6. Маршаков В.К., Кононов А.Д., Кононов А.А. Некоторые характеристики эффективности передачи информации при распространении поляризованного сигнала через магнитоактивные среды // Сб. докладов XXV Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2019. – С.381–392.
 7. Бобрешов А.М. Теоретическое описание измерительной волноводной линии с продольно-частичным заполнением в комплексных параметрах рассеяния / Бобрешов А.М., Кононов А.А., Смусева К.В., Усков Г.К. // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. – 2022. – № 4 . – С. 225 – 226.
 8. Бобрешов А.М. Общий алгоритм определения электрофизических параметров в сверхвысокочастотном диапазоне методом минимизации нормы невязки / Бобрешов А.М., Кононов А.А., Смусева К.В., Усков Г.К. // Сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». В 6-ти томах. – Воронеж, 2022. – Т.5. – С. 193 – 199.
 9. Скулкин С.П. Первообразная импульсная характеристика для расчета ближнего поля и ее точность / Скулкин С.П., Лысенко Н.А., Усков Г.К., Саратовцев А.Р., Смусева К.В., Кононов А.А., Кащеев Н.И. // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. – 2022. № 4. – С. 110 – 111.
 10. Усков Г.К, Смусева К.В., Кононов А.А. Программа определения электрофизических параметров диэлектрика по коэффициенту пропускания частично заполненного им волноводного тракта. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ 2023611180, 17.01.2023. Заявка № 2022686378 от 28.12.2022.
 11. Усков Г.К, Смусева К.В., Кононов А.А. Программа послойного формирования траекторий для трехмерного прототипирования диэлектрических линзовидных структур. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ 2022681161, 10.11.2022. Заявка № 2022680729 от 02.11.2022.
 12. Бобрешов А.М. Аналитическая модель измерительной волноводной линии для оценки электрофизических параметров диэлектрических материалов / Бобрешов А.М., Кононов А.А., Корчагин Ю.Э., Смусева К.В., Усков Г.К. // Сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». В 4-х томах. – Воронеж, 2021. – Т.3. – С. 125 – 131.

REFERENCES

1. Marshakov V. K., Kononov A.D., Kononov A.A. The analysis of systems of trajectory support of computer-controlled mobile objects. // The collection of the reports of XXI International technological conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2015, vol. 3, pp. 1296–1304.
2. Marshakov V.K., Kononov A.D., Kononov A.A. Development of elements of a radio navigational position sensing system for a movement control of mobile objects // The collection of the reports of XIX International technological conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2013, vol. 3, pp. 1850–1857.
3. Marshakov V.K., Kononov A.D., Kononov A.A. Experimental definition of the accuracy of determining coordinates of a radio navigational mobile plants position sensing system. // The collection of the reports of XXII International technological conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2016, vol. 3, pp. 1304–1312.
4. Marshakov V.K., Kononov A.D., Kononov A.A. The analysis of variants of handling of output signals of difference-ranging navigator for coordination with the operating mechanisms of a mobile object. // The collection of the reports of XXIII International technological conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2017, vol. 1, pp. 813–821.
5. Marshakov V.K., Kononov A.D., Kononov A.A. Experimental researches of the difference ranging movement control system of mobile objects // The collection of the reports of XXIV International technological conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2018, pp. 300–309.
6. Marshakov V.K., Kononov A.D., Kononov A.A. Some efficiency characteristics of information transfer at distribution of a polarized signal through magnetoactive medium // The collection of the reports of XXV International technological conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2019, pp. 381–392.
7. Bobreshov A.M. Theoretical description of a measuring waveguide line with longitudinally partial filling in terms of the complex scattering parameters / Bobreshov A.M., Kononov A.A., Smuseva K.V., Uskov G.K. // «Microwave and Telecommunication Technology», Sevastopol, 2022, No. 4, pp. 225–226.
8. Bobreshov A.M. A general algorithm for determining electrophysical parameters in the microwave range by the method of minimization of the discrepancy rate / Bobreshov A.M., Kononov A.A., Smuseva K.V., Uskov G.K. // The collection of the works of XXVIII International technological conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2022, vol. 5, pp. 193–199.
9. Skulkin S.P. Primitive impulse response for calculating the near field and its accuracy / Skulkin S.P., Lysemko N.A., Uskov G.K., Saratovtsev A.R., Smuseva K.V., Kononov A.A., Kashcheev N.I. // «Microwave and Telecommunication Technology», Sevastopol, 2022, No. 4, pp. 110–111.
10. Uskov G.K., Smuseva K.V., Kononov A.A. The program for determining electrophysical parameters of a dielectric material by the transmission coefficient of a waveguide tract partially filled by it. RU 2023611180, stated 28.12.2022, publ. 17.01.2023.
11. Uskov G.K., Smuseva K.V., Kononov A.A. The program for layer-by-layer trajectory formation for three-dimensional prototyping of dielectric lens structures. RU 2022681161, stated 02.11.2022, publ. 10.11.2022.
12. Bobreshov A.M. Analytical model of a measuring waveguide line for evaluating the electrophysical parameters of dielectric materials / Bobreshov A.M., Kononov A.A., Korchagin Y. E., Smuseva K.V., Uskov G.K. // The collection of the works of XXVII International technological conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2021, vol. 3, pp. 125–131.

ЭФФЕКТИВНЫЕ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ БОЛЬШОЙ ПРОДОЛЖИТЕЛЬНОСТИ ПОЛЕТА

А. В. Богословский, С. Н. Разиньков, О. Э. Разинькова

Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (ВУНЦ ВВС «ВВА»),
г. Воронеж, Россия

Аннотация. С применением компьютерных программ проектирования SolidWorks и электродинамического моделирования Altair FEKO синтезированы полноразмерные цифровые модели и проведен анализ отражательных сигнатур беспилотных летательных аппаратов самолетного типа большой продолжительности полета «Bayraktar-TB2», «Heron» и «Anka-I». Исследованы закономерности угло-частотных распределений их эффективных площадей рассеяния и выявлены доминирующие центры вторичного излучения, вносящие основной вклад в рассеянное электромагнитное поле.

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат; электродинамическое моделирование; программный комплекс проектирования; эффективная площадь рассеяния.

RADAR CROSS SECTION OF MEDIUM ALTITUDE LONG ENDURANCE UNMANNED AERIAL VEHICLES

S. N. Razinkov, O. E. Razinkova, A. V. Bogoslovsky

Air Force Education and Research Center «The Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy»
(AFERC «AFA»), Voronezh, Russia

Abstract. Using SolidWorks computer design programs and Altair FEKO electrodynamic modeling, full-size digital models were synthesized and the reflection signatures of medium altitude long endurance unmanned aerial vehicles “Bayraktar-TB2”, “Heron” and “Anka-I” aircraft were analyzed. The regularities of the angular-frequency distributions of radar cross section were investigated and the dominant centers of secondary radiation were identified, which make the main contribution to the scattered electromagnetic field.

Keywords: unmanned aerial vehicle; electro-dynamic modeling; design software package; radar cross section.

1. ВВЕДЕНИЕ

Потребности охвата широких зон мониторинга и выполнения задач оперативной оценки динамических состояний объектов, расположенных на местности со сложным рельефом, определяют важность создания и применения средств контроля на беспилотных летательных аппаратах (БЛА).

В настоящее время наиболее интенсивное развитие получили средневысотные БЛА самолетного типа, способные совершать полет большой продолжительности, MALE – Medium Altitude Long Endurance [1, 2]. Они обладают повышенной грузоподъемностью в сравнении с БЛА малой дальности и ближнего действия, что позволяет размещать на бортах комплекты целевых нагрузок для ведения мониторинга в различных физических полях и участках электромагнитного спектра, тем самым способствуя сокращению требуемого числа носителей при литеином исполнении аппаратуры. При этом, в отличие от БЛА вертолетного типа, носители, исполненные по

самолетным аэродинамическим схемам, обладают улучшенными показателями устойчивости по крену и тангажу [2, 3], позволяющими совершать полет с компенсацией скольжения и ветрового сноса [3], а также повышенными скоростными характеристиками, обеспечивающими быстрое перемещение с заданные районы.

Для скрытного выполнения задач мониторинга к БЛА предъявляются требования по контрастности сигнатур [4, 5], содержащих демаскирующие признаки для обнаружения, распознавания и наблюдения комплексами дистанционного контроля [5, 6].

Наиболее коммерчески успешными при самых значительных объемах продаж авиационными комплексами иностранного производства являются БЛА «Bayraktar-TB2», «Heron» («Machatz-1») и «Anka-I». Их объединяют технические возможности выполнения широкого перечня функциональных задач с высокой результативностью при автономном полете и действиях в составе воздушных группировок [1, 2] и малыми эффективными площадями рассеяния (ЭПР), затрудняющими их своевременное обнаружение и распознавание средствами дистанционного контроля [1, 4].

В предлагаемой работе с использованием программного комплекса автоматизированного проектирования SolidWorks [7] и электродинамической системы моделирования Altair FEKO [8] построены цифровые модели БЛА и исследованы их ЭПР в диапазоне частот 5,2...5,5 ГГц.

Цель работы – анализ отражательных свойств БЛА самолетного типа большой продолжительности полета.

2. ПОСТРОЕНИЕ ЦИФРОВЫХ МОДЕЛЕЙ И ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНЫХ ПЛОЩАДЕЙ РАССЕЯНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Создание полноразмерных цифровых моделей БЛА самолетного типа «Bayraktar-TB2», «Heron» и «Anka-I» с применением программного комплекса трехмерного проектирования SolidWorks базируется на последовательном выполнении следующих операций:

- формирование 3-Д деталей их конструкций в виде электронных структур;
- компоновка сформированных структур в единое изделие с логическим объединением в соответствии с аэродинамической схемой.

При построении моделей воспроизвелись силовые установки, элементы гидравлических систем и сервоприводов, вносящих основной вклад в результирующее вторичное электромагнитное излучение БЛА. Для контроля корректности сборки проводились виртуальные испытания [7] по соответствию воспроизводимых летно-технических характеристик предъявляемым требованиям [1, 9, 10].

Вид объемных цифровых моделей исследуемых БЛА приведен на рис.1–3.

С использованием программного пакета Altair FEKO на базе персонального компьютера с процессором AMD Ryzen 9 5900X и оперативной памятью DDR 5 объемом 32 Гб выполнен электродинамический анализ ЭПР беспилотных комплексов в С-диапазоне частот.

Диапазон частот для исследования ЭПР объектов выбирался из условий обеспечения распространения электромагнитных волн в радиоканале [11] для достижения значительной дальности мониторинга и высоких показателей точности восстановления радиолокационных изображений [4, 6]. Переход в диапазон более высоких частот приводит к росту потенциальных значения точности измерения координат и параметров движения объектов. Однако с повышением частоты зондирующих излучений увеличивается влияние атмосферных явлений и эффектов дифракции на радиотрассе на затухание электромагнитных волн [5, 11].



Рис. 1. Цифровая модель БЛА «Bayraktar-TB2»

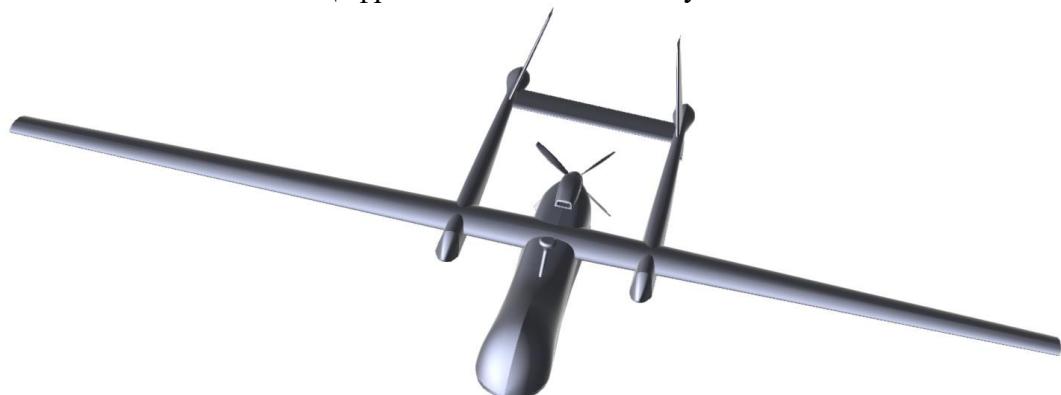


Рис. 2. Цифровая модель БЛА «Heron»



Рис. 3. Цифровая модель БЛА «Anka-I»

На рис. 4–6 представлены трехмерные моностatische пространственные распределения ЭПР объектов при облучении плоской электромагнитной волной с линейной поляризацией при $f = 5,2$ ГГц.

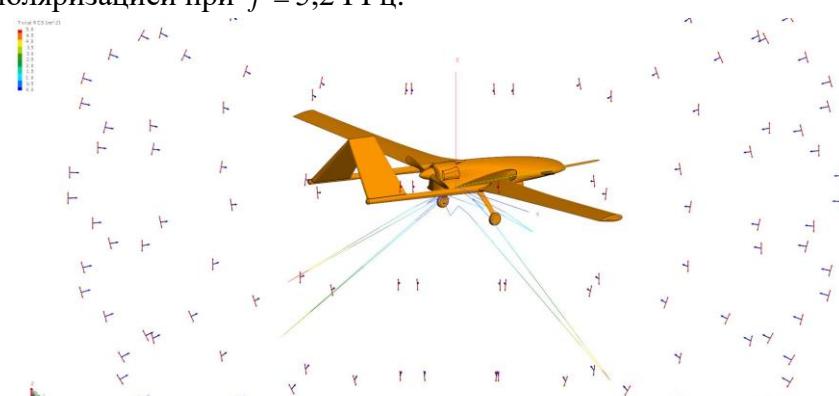


Рис. 4. Пространственное распределение ЭПР БЛА «Bayraktar-TB2»

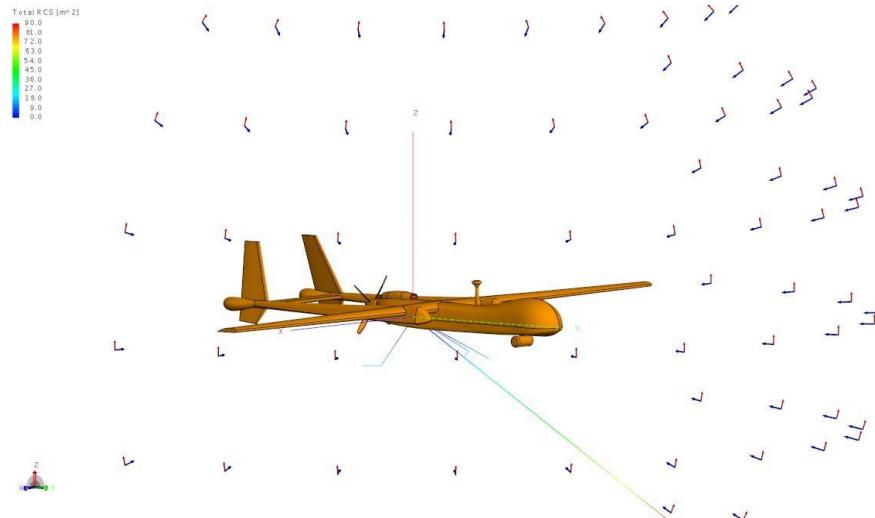


Рис. 5. Пространственное распределение ЭПР БЛА «Heron»

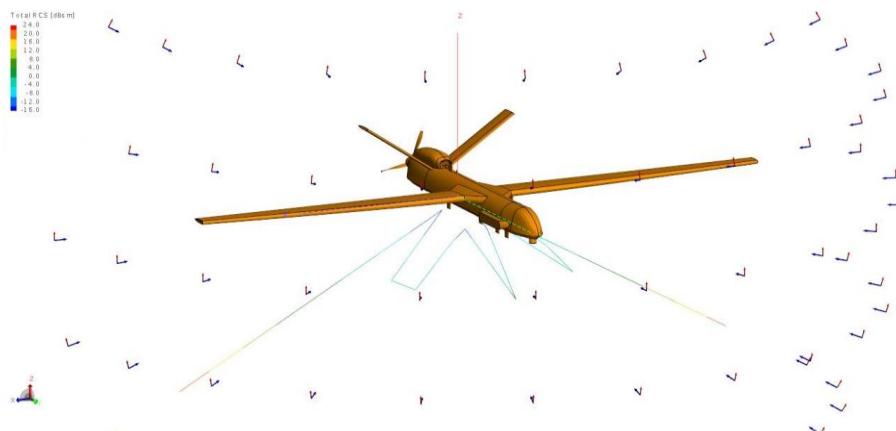


Рис. 6. Пространственное распределение ЭПР БЛА «Anka-I»

По результатам моделирования установлено, что максимальное значение ЭПР БЛА «Bayraktar-TB2» в передней полусфере на частоте $f = 5,5$ ГГц составляют $0,004\text{ м}^2$, сферическая головная часть БЛА «Heron» характеризуется ЭПР $0,0224\text{ м}^2$, для клиновидного обтекателя БЛА «Anka-I» указанная характеристика не превышает $0,0115\text{ м}^2$.

На рис.7–9 приведены угловые зависимости ЭПР (ненормированные диаграммы рассеяния) БЛА при угле прихода облучающего поля с плоской поляризацией 90° на частоте $f = 5,2$ ГГц (синие линии), $f = 5,3$ ГГц (зеленые линии), $f = 5,4$ ГГц (черные линии), $f = 5,5$ ГГц (красные линии).

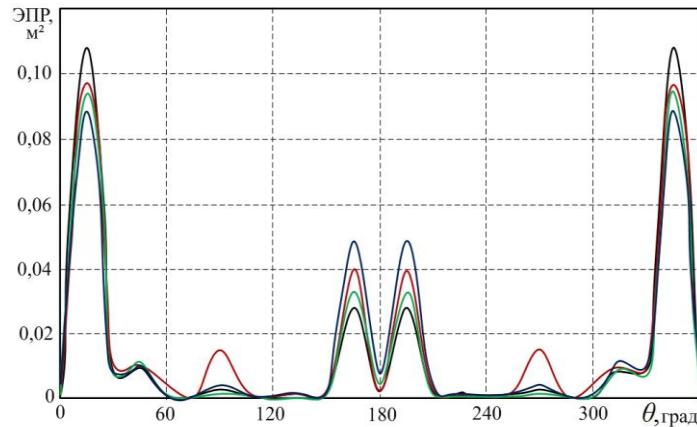


Рис. 7. Ненормированные диаграммы рассеяния БЛА «Bayraktar-TB2»

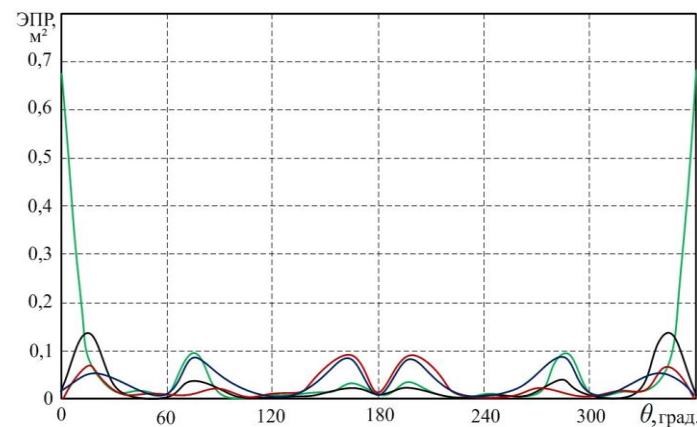


Рис. 8. Ненормированные диаграммы рассеяния БЛА «Heron»

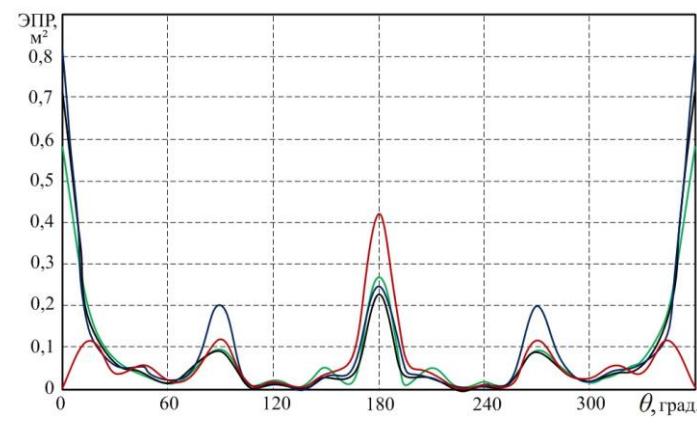


Рис. 9. Ненормированные диаграммы рассеяния БЛА «Anka-I»

Из представленных результатов следует, что ЭПР БЛА «Bayraktar-TB2» достигает максимального значения $0,108 \text{ м}^2$ на частоте $f = 5,4 \text{ ГГц}$; максимальная ЭПР БЛА «Heron» на $f = 5,3 \text{ ГГц}$ равна $0,67 \text{ м}^2$; ЭПР БЛА «Anka I» имеет максимальное значение $0,81 \text{ м}^2$ для $f = 5,2 \text{ ГГц}$.

В таблице 1 приведены средние значения ЭПР указанных типов БЛА.

Таблица 1. Значения ЭПР БЛА, усредненные в круговом секторе углов

Тип БЛА		Частота, ГГц				
		5,2	5,3	5,4	5,5	С-диапазон
Размах крыла, м	Длина фюзеляжа, м	Среднее значение ЭПР, м ²				
«Bayraktar-TB2»		0,0146	0,0131	0,0139	0,0154	0,0142
12,2	6,6					
«Heron»		0,0369	0,0556	0,0252	0,0288	0,0366
16,6	8,5					
«Anka-I»		0,0966	0,0814	0,0833	0,0619	0,0811
17,5	8,6					

Минимальные средние значения ЭПР в диапазоне 5,2...5,5 ГГц, равные 0,0142 м², характерны для БЛА «Bayraktar-TB2». Максимальные значения ЭПР, составляющие 0,0811 м², принадлежат БЛА «Anka-I», обладающими наиболее крупными габаритами. Промежуточные значения ЭПР (0,0366 м²) получены для БЛА «Heron», линейные размеры которого занимают промежуточные значения между двумя габаритами ранее указанных объектов.

3. АНАЛИЗ ДОМИНИРУЮЩИХ ЦЕНТРОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТИТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Доминирующими центрами вторичного электромагнитного излучения БЛА выступают стыковые (уголковые) отражатели и кромки поверхностей корпусов. Согласно [12], угло-частотное распределение ЭПР объектов может быть представлено аналитической функцией

$$\sigma_{\omega}(\omega, \theta, \phi) = \frac{\pi a^2 \cos^2 \phi \cos^4 \theta}{\frac{\pi^2}{4} + \ln^2 \left(\frac{c}{89 \omega r_0} \right)} \left[\sin \left(\frac{\omega a}{c} \sin \phi \right) \left(\frac{\omega a}{c} \sin \phi \right)^{-1} \right]^2, \quad (1)$$

где ω – текущее значение циклической частоты облучающей электромагнитной волны, θ и ϕ – угловые координаты, характеризующие направление на точку наблюдения вторичного излучения в плоскостях угла места и азимута, a и r_0 – длина и радиус закругления кромки.

Крыло свободнонесущего высокоплана «Anka-I» и плоская нижняя часть фюзеляжа БЛА «Bayraktar-TB2» имеют вид пластины. Кили БЛА «Bayraktar-TB2», соединенные в верхней части с обратным наклоном и V-образное хвостовое оперение БЛА «Anka-I» по форме соответствуют уголковым отражателям с прямоугольными гранями. Кормовые элементы системы управления БЛА «Heron», включающие рули направления и высоты, по конфигурации близки к уголковым отражателям с треугольными гранями.

Из (1) следует, что ввиду острых кромок при $\omega a c^{-1} \geq 5$, где c – скорость света, когда значение логарифма функции во второй степени существенно превосходит $\pi^2/4$, ЭПР этих объектов, усредненные в круговом секторе углов азимута, для углов θ , при

которых выполняется требование $\omega a c^{-1} \sin \theta \leq 2$, могут быть представлены степенными функциями ω с показателем степени 2. Аддитивным коэффициентом функции является множитель, характеризующий форму отражателя. Геометрический параметр пластины с прямолинейными границами составляет π^{-1} ; для уголковых отражателей с треугольными и прямоугольными гранями он принимает значения $1/3\pi$ и $3/\pi$ соответственно [6, 12].

В этой связи на основании (1) можно установить, что максимальная удельная ЭПР килей БЛА «Bayraktar-TB2» и хвостового оперения БЛА «Anka-I» превышают удельную ЭПР кормовых элементов системы управления БЛА «Heron» в 9 раз. Максимальная удельная ЭПР крыла БЛА «Anka-I», сравнимая по величине с удельной ЭПР фюзеляжа БЛА «Bayraktar-TB2» в нижней полусфере, вносит вклад в интегральный уровень вторичного излучения в 3 раза больше, чем удельная ЭПР хвостового оперения.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По результатам электродинамического моделирования с применением компьютерных программ проектирования SolidWorks и электродинамического моделирования Altair FEKO на персональной ЭВМ с процессором AMD Ryzen 9 5900X исследованы угло-частотные распределения и найдены максимальные значения ЭПР БЛА большой продолжительности полета «Bayraktar-TB2», «Heron» и «Anka-I». Определены доминирующие центры интенсивного вторичного электромагнитного излучения для объектов, выполненных по различным аэrodинамическим схемам.

Выявленные закономерности рассеивающих свойств могут использоваться при разработке средств и способов уменьшения фоновой контрастности БЛА [4], а также совершенствования дистанционных систем контроля воздушного пространства [1, 5, 6].

ЛИТЕРАТУРА

1. Макаренко С.И., Тимошенко А.В., Васильченко А.А. Анализ средств и способов противодействия беспилотным летательным аппаратам. Часть 1. Беспилотный летательный аппарат как объект обнаружения и поражения // Системы управления, связи и безопасности. 2020. № 1. – С. 109-146 [Электронный ресурс]. Дата обращения 14.02.2023.
2. Управление и наведение беспилотных летательных аппаратов на основе современных информационных технологий / Под ред. Н.М. Красильщика и Г.Г. Себрякова. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 280 с.
3. Пашковский И.М. Динамика и управляемость самолета. – М.: Машиностроение, 1987. – 297 с.
4. Львова Л.А. Радиолокационная заметность летательных аппаратов. – Снежинск: РФЯЦ ВНИИТФ, 2003. – 232 с.
5. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник / Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007. – 874 с.
6. Радиолокационные устройства (теория и принципы построения) / Под ред. В.В. Григорина-Рябова. – М.: Советское радио, 1970. – 680 с.
7. Зиновьев Д.В. Основы моделирования в SolidWorks / Под ред. М.И. Азанова. – М.: ДМК Пресс, 2017. – 240 с.
8. Банков С.Е., Грибанов А.Н., Курушин А.А. Электродинамическое моделирование антенных и СВЧ структур с использованием FEKO. – М.: One-Book, 2013. – 423 с.
9. Ростопчин В.В. Ударные беспилотные летательные аппараты и противовоздушная оборона – проблемы и перспективы противостояния // Беспилотная авиация

[Электронный ресурс]. 2019. URL: <https://www.researchgate.net/publication>. Дата обращения 14.02.2023.

10. Анализ опыта боевого применения групп беспилотных летательных аппаратов для поражения зенитно-ракетных комплексов системы противовоздушной обороны в военных конфликтах в Сирии, в Ливии и в Нагорном Карабахе / И.Е. Афонин, С.И. Макаренко, С.В. Петров и др. // Системы управления, связи и безопасности. 2020. № 4. – С. 163-191 [Электронный ресурс]. Дата обращения 14.02.2023.
11. Неганов В.А., Осипов О.В., Раевский С.Б., Яровой Г.П. Электродинамика и распространение радиоволн / Под ред. В.А. Неганова и С.Б. Раевского. М.: Радио и связь, 2004. – 648 с.
12. Разиньков С.Н., Разинькова О.Э. Совместное применение технологий снижения радиолокационной заметности и противорадиолокационной маскировки для защиты летательных аппаратов от систем дистанционного мониторинга // Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2021. – Т. 24. – № 4. – С. 78-83.

REFERENCES

1. Makarenko S.I., Tymoshenko A.V., Vasilchenko A.A. Analysis of means and methods of countering unmanned aerial vehicles. Part 1. Unmanned aerial vehicle as a target of detection and destruction//Control, communication and safety systems. 2020. No 1. – Pp. 109-146 [Electronic resource]. The date on which the 24.02.2022 was contacted.
2. Control and guidance of unmanned aerial vehicles based on modern information technologies / By ed. N.M. Krasilshchikov and G.G. Sebryakov. – M.: FIZMATLIT, 2003. – 280 p.
3. Pashkovsky I.M. Dynamics and controllability of the aircraft. – M.: Mechanical engineering, 1987. – 297 p.
4. Lvova L.A. Radar visibility of aircraft. – Snezhinsk: RFNC VNIITF, 2003. – 232 p.
5. Radioelectronic systems: foundations of construction and theory. Handbook / By ed. J.D. Shirman. – M.: Radio engineering, 2007. – 874 p.
6. Radar devices (theory and principles of construction) / By ed. V.V. Grigorin-Ryabov. – M.: Soviet radio, 1970. – 680 p.
7. Zinoviev D.V. Fundamentals of modeling at SolidWorks / By ed. M.I. Azanov. – M.: DMK Press, 2017. – 240 p.
8. Bankov, S.E., Gribanov, A.N., Kurushin, A.A. Electro-dynamic modeling of antenna and microwave structures using FEKO. M.: One-Book, 2013. – 423 p.
9. Ростопчин В.В. Ударные беспилотные летательные аппараты и противовоздушная оборона – проблемы и перспективы противостояния // Беспилотная авиация [Электронный ресурс]. 2019. URL: <https://www.researchgate.net/publication>. Дата обращения 14.02.2023.
10. Analysis of the experience of combat use of unmanned aerial vehicle groups to defeat air defense systems in military conflicts in Syria, Libya and Nagorno-Karabakh / I.E. Afonin, S.I. Makarenko, S.V. Petrov and others //Control, communications and security systems. 2020. No 4. – Pp. 163-191 [Electronic resource]. The date on which the 14.02.2023 was contacted. DOI: 10.24411/2410-9916-2020-10406.
11. Neganov, V.A., Osipov, O.V., Raevskiy, S.B., Yarovoy, G.P. Electro-dynamics and distribution of radio waves. M.: Radio and communication, 2004. – 648 p.
12. Razinkov S.N., Razinkova O.E. Joint application of technologies for reducing radar visibility and anti-radar camouflage to protect aircraft from remote monitoring systems // Physics of wave processes and radio engineering systems, 2021. – Vol. 24. – No 4. – Pp. 78-83.

**АЛГОРИТМЫ ФИЛЬТРАЦИИ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА
РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В ДВУХПОЗИЦИОННОЙ ПОДВИЖНОЙ
РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНОЙ СИСТЕМЕ
МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ РАСШИРЕННОГО И СИГМА-
ТОЧЕЧНОГО ФИЛЬТРОВ КАЛМАНА**

Э. А. Кирсанов¹

¹ВУНЦ ВВС « ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж,
Россия

Аннотация. Рассмотрены алгоритмы фильтрации координат неподвижного источника радиоизлучения в разностно-дальномерной системе местоопределения с минимальным числом подвижных носителей на основе расширенного и сигмatoчечного фильтров Калмана, а также синтезированные в соответствии с методом разделения адаптивные варианты указанных алгоритмов. Приводятся результаты сравнительного анализа эффективности рассмотренных алгоритмов.

Ключевые слова: местоопределение, расширенный фильтр Калмана, сигмatoчечный фильтр Калмана.

**ALGORITHMS FOR FILTERING THE COORDINATES OF THE
RADIO EMISSION SOURCE IN TWO-POSITION MOBILE
DIFFERENCE-RANGEFINDER POSITIONING SYSTEM BASED ON
EXTENDED AND SIGMA-POINT KALMAN FILTERS**

E. A. Kirsanov¹

¹MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia

Abstract. Algorithms for filtering the coordinates of a stationary radio source in a difference-rangefinder positioning system with a minimum number of mobile carriers based on extended and sigma-point Kalman filters, as well as adaptive variants of these algorithms synthesized in accordance with the separation method, are considered. The results of a comparative analysis of the effectiveness of the considered algorithms are presented.

Keywords: location detection, advanced kalman filter, sigma-point kalman filter.

1. ВВЕДЕНИЕ

В [1-3] рассматривался алгоритм определения координат неподвижного источника радиоизлучения (ИРИ) в разностно-дальномерных системах (РДС) с обеспечивающими многократное измерение только одного параметра положения двумя подвижными носителями. При этом алгоритм обработки измерений предлагалось строить на основе расширенного фильтра Калмана (РФК), начальная оценка для которого определяется центром и размерами всей априорной зоны ответственности (ЗО) РДС, или на основе синтезируемого методом разделения адаптивного расширенного фильтра Калмана (АРФК), предусматривающего разбиение ЗО РДС на подобласти и вычисление оценки координат ИРИ как взвешенной суммы вычисляемых соответствующими фиксированным подобластям ЗО РФК частных оценок, с весами, в качестве которых выступают апостериорные вероятности нахождения ИРИ в этих подобластях.

Обязательная при реализации РФК линеаризация нелинейного уравнения наблюдения может в ряде случаев приводить к расходимости процесса фильтрации и

увеличению ошибок оценивания. Вместе с тем, существуют относительно новые сигмточечные фильтры Калмана (СТФК) [4-7], не требующие проведения линеаризации. Поэтому представляет интерес сравнительный анализ эффективности расширенных и сигма-точечных фильтров Калмана в задаче фильтрации координат ИРИ в разностно-дальномерной системе с минимальным числом подвижных носителей.

Цель работы – проведение сравнительного анализа эффективности алгоритмов фильтрации координат неподвижного источника радиоизлучения в разностно-дальномерной системе местоопределения с минимальным числом подвижных носителей на основе расширенного и сигма-точечного фильтров Калмана, а также синтезированных в соответствии с методом разделения адаптивных вариантов указанных алгоритмов.

2. ПОСТАНОВКА И РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

Пусть задано равномерное априорное распределение координат неподвижного ИРИ внутри области D площадью S , представляющей собой зону ответственности РДС. Тогда вектор состояния ИРИ описывается простейшим уравнением

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{x}_{k-1} = \mathbf{x}_0, f(\mathbf{x}_0) = \begin{cases} 1/S, & \text{при } \mathbf{x}_0 \in D, \\ 0, & \text{при } \mathbf{x}_0 \notin D, \end{cases} \quad (1)$$

где $\mathbf{x}_k = (X_k, Y_k)^T$ – вектор декартовых координат ИРИ в k -ый момент времени; $f(\mathbf{x}_0)$ – распределение начального состояния. Модель наблюдений ИРИ, описывающая в дискретном времени последовательность измеряемых значений разности времени прихода сигнала на приемные пункты (ПП), определяется уравнением вида

$$z_k = h_k(\mathbf{x}_k) + v_k, \quad h_k(\mathbf{x}_k) = c[r(\mathbf{x}_k, \mathbf{x}_{p1k}) - r(\mathbf{x}_k, \mathbf{x}_{p2k})], \quad (2)$$

где c – скорость света; $r(\mathbf{x}_k, \mathbf{x}_{p1k}) = \sqrt{(X_k - X_{p1k})^2 + (Y_k - Y_{p1k})^2}$,

$r(\mathbf{x}_k, \mathbf{x}_{p2k}) = \sqrt{(X_k - X_{p2k})^2 + (Y_k - Y_{p2k})^2}$; $\mathbf{x}_{p1k} = (X_{p1k}, Y_{p1k})^T$, $\mathbf{x}_{p2k} = (X_{p2k}, Y_{p2k})^T$ – векторы координат первого и второго ПП в k -ый момент времени; v_k – гауссовский шум измерения с моментами $M[v_k] = 0$, $M[v_k v_m] = \delta_{km} R_k = \delta_{km} \sigma_k^2$, $\delta_{km} = 1$ при $k = m$ и $\delta_{km} = 0$ при $k \neq m$.

Применяя методику нахождения квазилинейных оценок, можно получить уравнения для оценки вектора состояния $\hat{\mathbf{x}}_{k|k}$ и ее матрицы ошибок $\hat{\mathbf{P}}_{k|k}$ на основе РФК в виде [3, 8]

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_{k|k} &= \hat{\mathbf{x}}_{k|k-1} + \mathbf{W}_k(z_k - \hat{z}_{k|k-1}), \quad \mathbf{W}_k = \mathbf{V}_k \mathbf{U}_k^{-1}, \quad \mathbf{V}_k = \hat{\mathbf{P}}_{k|k-1} \mathbf{H}_k^T, \\ \mathbf{U}_k &= \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{P}}_{k|k-1} \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k, \quad \hat{\mathbf{P}}_{k|k} = \hat{\mathbf{P}}_{k|k-1} - \mathbf{W}_k \mathbf{V}_k^T, \end{aligned} \quad (3)$$

где

$$\begin{aligned} \hat{z}_{k|k-1} &= h_k(\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}), \quad \mathbf{H}_k = \frac{\partial h_k(\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1})}{\partial \mathbf{x}^T} = \left[\frac{\partial h_k(\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1})}{\partial X}, \frac{\partial h_k(\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1})}{\partial Y} \right], \\ \frac{\partial h_k(\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1})}{\partial X} &= c \left[\frac{(\hat{X}_{k-1} - X_{p1k})}{\sqrt{(\hat{X}_{k-1} - X_{p1k})^2 + (\hat{Y}_{k-1} - Y_{p1k})^2}} - \frac{(\hat{X}_{k-1} - X_{p2k})}{\sqrt{(\hat{X}_{k-1} - X_{p2k})^2 + (\hat{Y}_{k-1} - Y_{p2k})^2}} \right], \\ \frac{\partial h_k(\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1})}{\partial Y} &= c \left[\frac{(\hat{Y}_{k-1} - Y_{p1k})}{\sqrt{(\hat{X}_{k-1} - X_{p1k})^2 + (\hat{Y}_{k-1} - Y_{p1k})^2}} - \frac{(\hat{Y}_{k-1} - Y_{p2k})}{\sqrt{(\hat{X}_{k-1} - X_{p2k})^2 + (\hat{Y}_{k-1} - Y_{p2k})^2}} \right]. \end{aligned}$$

Начальные условия для РФК задаются с учетом размеров всей зоны ответственности РДС

$$\hat{\mathbf{x}}_0(D) = (1/S) \int_D \mathbf{x} d\mathbf{x}, \quad \hat{\mathbf{P}}_0(D) = (1/S) \int_D (\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}_0(D))(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}_0(D))^T d\mathbf{x}.$$

В качестве сигма-точечного фильтра Калмана рассматривалась одна из его разновидностей на основе обобщенного ансентного преобразования [7], использующая расширенный симметричный набор из $2n+1$ сигма-векторов

$$\begin{aligned}\chi_{k-1}^{(0)} &= \hat{\mathbf{x}}_{k-1}, \\ \chi_{k-1}^{(i)} &= \hat{\mathbf{x}}_{k-1} + \sqrt{n/(1-w_0)} \mathbf{D}_i, \quad i = 1, \dots, n, \\ \chi_{k-1}^{(i)} &= \hat{\mathbf{x}}_{k-1} - \sqrt{n/(1-w_0)} \mathbf{D}_{i-n}, \quad i = n+1, \dots, 2n\end{aligned}$$

с весами соответственно

$$w_0 = 1 - n/3, \quad w_i = (1 - w_0)/(2n), \quad i = 1, \dots, 2n,$$

где n - размерность вектора состояния (в рассматриваемой задаче $n = 2$), \mathbf{D}_i - i -й столбец треугольной матрицы \mathbf{D} , вычисляемой в результате разложения Холецкого ковариационной матрицы оценки вектора состояния $\hat{\mathbf{P}}_{k-1} = \mathbf{D}\mathbf{D}^T$ [9].

С использованием сигма-векторов вычисляется экстраполированное измерение

$$\hat{z}_{k|k-1} = \sum_{i=0}^{2n} w_i h_k(\chi_{k-1}^{(i)}),$$

матрица ковариации обновления и оценки

$$\mathbf{V}_k = \sum_{i=0}^{2n} w_i (\chi_{k-1}^{(i)} - \hat{z}_{k|k-1})(h_k(\chi_{k-1}^{(i)}) - \hat{z}_{k|k-1})$$

и матрица ковариации обновления (ошибок прогноза вектора наблюдения)

$$\mathbf{U}_k = \sum_{i=0}^{2n} w_i (h_k(\chi_{k-1}^{(i)}) - \hat{z}_{k|k-1})(h_k(\chi_{k-1}^{(i)}) - \hat{z}_{k|k-1}) + R_k.$$

Вычисленные значения подставляются в выражения для оценки вектора состояния $\hat{\mathbf{x}}_{k|k}$ и ее матрицы ошибок $\hat{\mathbf{P}}_{k|k}$ на основе СТФК аналогичные РФК (3).

Синтезируемые методом разделения адаптивные фильтры основаны на разбиении априорной зоны ответственности РДС D на подобласти D_i площадью S_i , $1 \leq i \leq M$

$(\bigcup_{i=1}^M D_i = D, \quad \bigcap_{i=1}^M D_i = \emptyset)$. Алгоритмы описывается следующим соотношением:

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \sum_{i=1}^M \hat{\mathbf{x}}_k(D_i) p(D_i / \mathbf{z}^k), \quad (4)$$

где

$$\hat{\mathbf{x}}_k(D_i) = \int \mathbf{x} f(\mathbf{x} / D_i, \mathbf{z}^k) d\mathbf{x}, \quad p(D_i / \mathbf{z}^k) = \frac{p(D_i / \mathbf{z}^{k-1}) f(z_k / \mathbf{z}^{k-1}, D_i)}{\sum_{i=1}^M p(D_i / \mathbf{z}^{k-1}) f(z_k / \mathbf{z}^{k-1}, D_i)},$$

$$\mathbf{z}^k = (z_1, \dots, z_k)^T, \quad p(D_i / \mathbf{z}_1) = \frac{p(D_i) f(\mathbf{z}_1 / D_i)}{\sum_{i=1}^M p(D_i) f(\mathbf{z}_1 / D_i)}, \quad p(D_i) = \int f(\mathbf{x}) d\mathbf{x} = S_i / S,$$

$$f(z_k / \mathbf{z}^{k-1}, D_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi \mathbf{U}_k(D_i)}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \frac{(z_k - h_k(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}(D_i)))^2}{\mathbf{U}_k(D_i)} \right\}.$$

Оценки вектора состояния для условных фильтров $\hat{\mathbf{x}}_k(D_i)$, соответствующих фиксированным подобластям зоны ответственности, и их ковариационные матрицы

$\hat{\mathbf{P}}_k(D_i)$, $i = \overline{1, M}$ находятся на основе соотношений для РФК или СТФК при следующих начальных условиях:

$$\hat{\mathbf{x}}_0(D_i) = (1/S_i) \int_{(D_i)} \mathbf{x} d\mathbf{x}, \quad \hat{\mathbf{P}}_0(D_i) = (1/S_i) \int_{(D_i)} (\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}_0(D_i))(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}_0(D_i))^T d\mathbf{x}.$$

Адаптивный расширенный фильтр Калмана и адаптивный сигма-точечный фильтр Калмана (АСТФК) имеют структуры, показанные на рис. 1. Как следует из (4) и рис. 1 результатирующая оценка вектора состояния ИРИ определяется как взвешенная сумма условных оценок, поступающих с выходов частных фильтров, соответствующих фиксированным подобластям зоны ответственности, с весами, формируемыми блоком вычисления апостериорных вероятностей (БВАВ) гипотез.

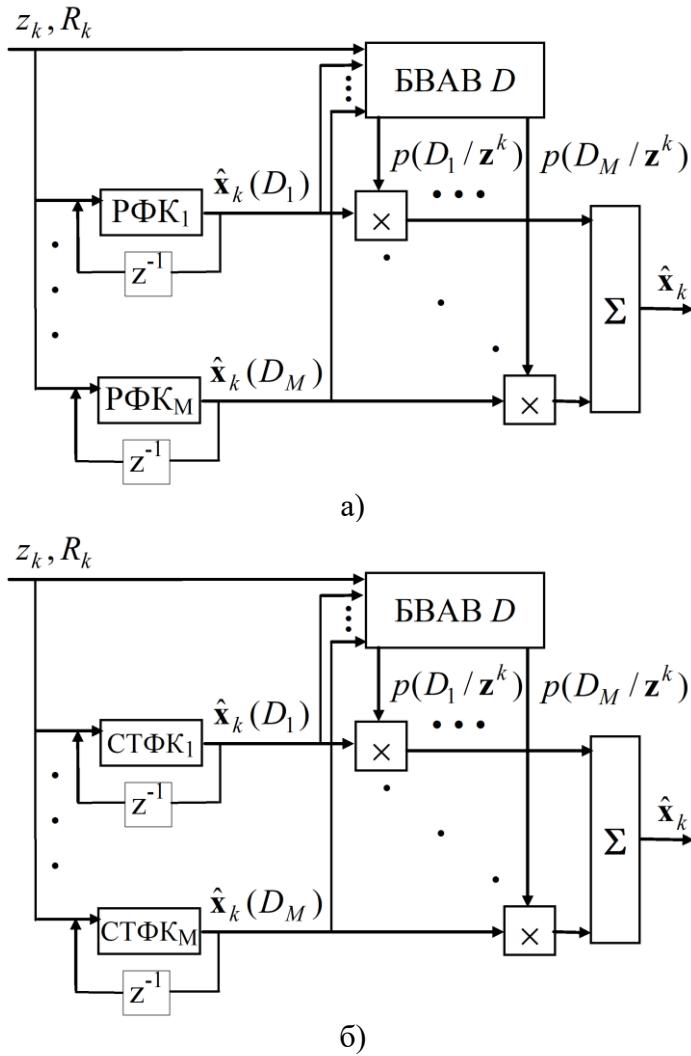


Рис. 1. Структура алгоритмов определения координат ИРИ на основе АРФК (а) и АСТФК (б)

3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для оценки эффективности алгоритмов вычисления координат в РДС проводилось статистическое моделирование результатов работы пары ПП, движущихся с одинаковой скоростью на расстоянии $B_{min} = 1$ км друг от друга прямолинейно и равномерно в одном направлении вдоль оси OX параллельно переднему краю прямоугольной зоны

ответственности РДС (рис. 2) при $X_{\min} = -5$ км, $X_{\max} = 5$ км, $Y_{\min} = 5$ км, $Y_{\max} = 15$ км. Уравнение движения первого ПП имеет вид $X_{p1k} = X_{p1k-1} + 1$, $Y_{p1k} = 0$ при $X_{p11} = X_{\min}$, второго ПП – $X_{p2k} = X_{p2k-1} + 1$, $Y_{p2k} = 0$ при $X_{p21} = X_{\min} + B_{\min}$ (рис. 2). При этом задавалось значение среднеквадратичной ошибки (СКО) измерения времени задержки равное 0,1 микросекунды при количестве испытаний 10^5 .

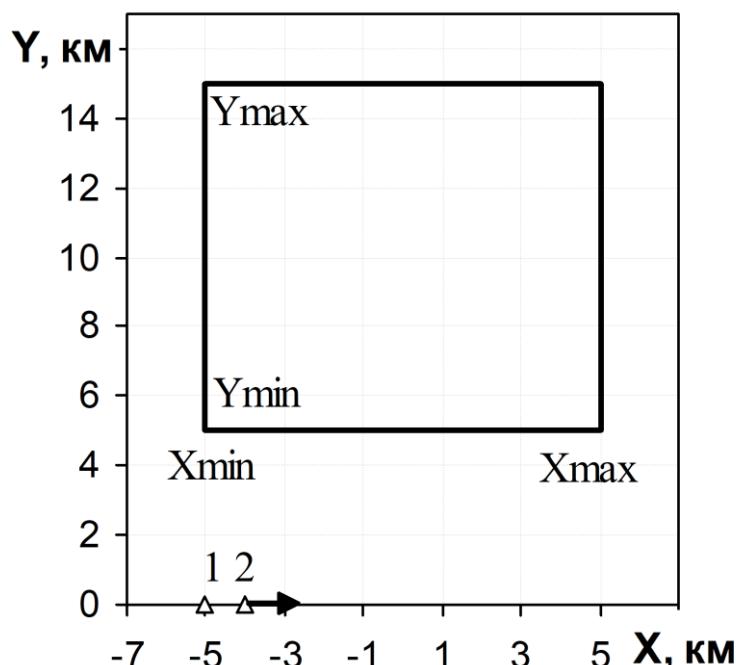


Рис. 2. Схема перемещения двух приемных пунктов РДС.

Для указанных исходных данных на рис. 3 приведены зависимости среднеквадратичной ошибки местоопределения от шага фильтрации. Сплошные красные кривые с маркером в виде звездочки на указанных рисунках соответствуют расширенному фильтру Калмана, сплошные зеленые с маркером в виде крестика – сигма-точечному фильтру Калмана, пунктирные черные с маркером в виде кружка – адаптивному расширенному фильтру Калмана, а пунктирные голубые с маркером в виде знака «плюс» – адаптивному сигма-точечному фильтру Калмана. Для адаптивных фильтров осуществлялось разбиение априорной зоны ответственности РДС размером 10×10 км на подобласти размером 1×1 км, то есть использовалось $M = 100$ частных фильтров.

Анализ полученных результатов свидетельствует о преимуществе сигма-точечного фильтра Калмана перед расширенным фильтром Калмана РФК. Так, на 11 шаге ошибка фильтрации СТФК меньше чем у РФК на 16 %. Однако адаптивные варианты указанных фильтров показали практически одинаковую эффективность и соответствующие им кривые на рис. 3 совпадают.

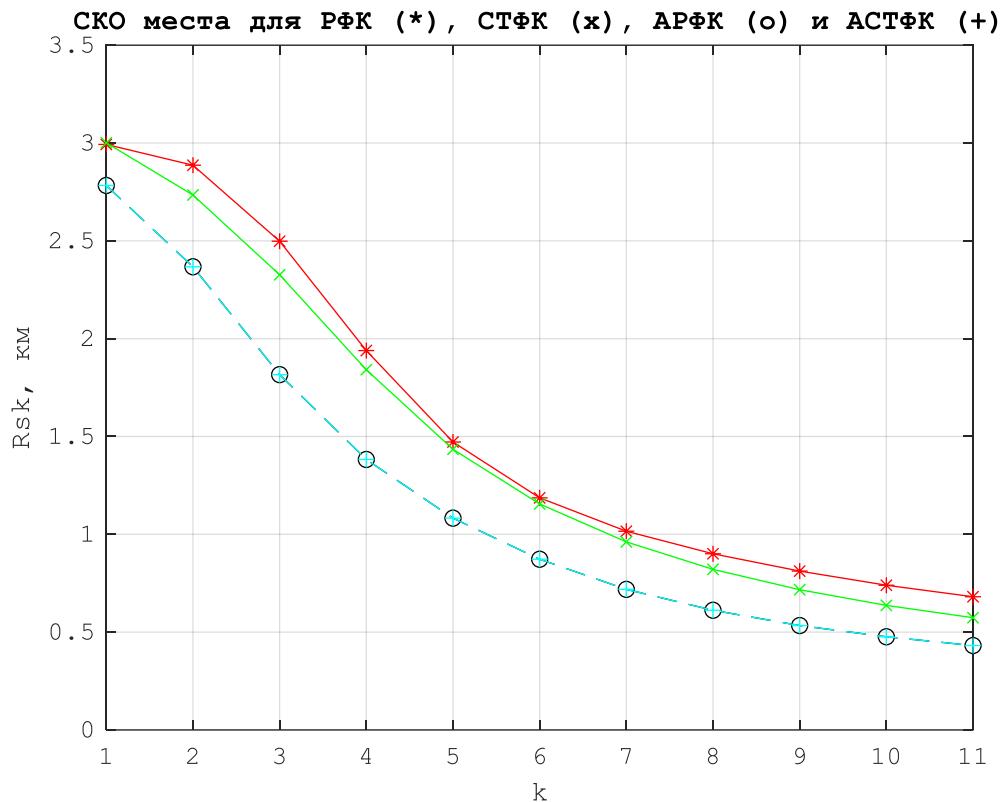


Рис. 3. Зависимости средней квадратичной ошибки местоопределения от шага фильтрации для двухпозиционных РДС с подвижными носителями при значении СКО измерения времени задержки 0.1 мкс.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведённый сравнительный анализ эффективности алгоритмов фильтрации координат неподвижного источника радиоизлучения в разностно-дальномерной системе местоопределения с минимальным числом подвижных носителей на основе расширенного и сигма-точечного фильтров Калмана свидетельствует о более высокой точности последнего. Адаптивные варианты указанных фильтров показали одинаковую точность.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сирота А.А. Кирсанов Э.А. Синтез и анализ алгоритма реализации разностно-дальномерного способа местоопределения с использованием двух подвижных носителей // Сборник трудов IX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». Т. 3. — Воронеж, 2003. — С. 1708-1716.
2. Сирота А.А., Кирсанов Э.А. Методы и алгоритмы определения координат источников радиоизлучения в угломерных и разностно-дальномерных системах с минимальным числом подвижных носителей // Антенны. — 2010, №6. — С. 77-81.
3. Кирсанов Э.А., Сирота А.А. Обработка информации в пространственно-распределенных системах радиомониторинга: статистический и нейросетевой подходы. — М.: ФИЗМАТЛИТ. 2012. — 344 с.
4. Wan E.A., Van Der Merwe R. The unscented Kalman filter // Kalman filtering and neural networks. — New York: John Wiley & Sons, 2001. — P. 221-280.
5. Julier S.J., Uhlmann J.K. Unscented filtering and nonlinear estimation // Proceedings of the IEEE. — 2004. — Vol. 92. — №. 3. — P. 401-422.

6. Simon D. Optimal State Estimation. Kalman, H-infinity and Nonlinear Approaches. - Hoboken, New York: John Wiley & Sons, 2006. - 526 p.
7. Коновалов А.А. Основы траекторной обработки радиолокационной информации. Часть 2. - СПб.: СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2014. — 180 с.
8. Радзивский В.Г., Сирота А.А. Теоретические основы радиоэлектронной разведки. – М.: Радиотехника, 2004. – 432 с.
9. Быков В. В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. — М.: Сов. радио, 1971. — 328 с.

REFERENCES

1. Sirota A.A. Kirsanov E.A. Synthesis and analysis of the algorithm for implementing the difference-rangefinder method of location determination using two mobile carriers // Proceedings of the IX International Scientific and Technical Conference "Radar, navigation, communication". Vol. 3. — Voronezh, 2003. — Pp. 1708-1716.
2. Sirota A.A., Kirsanov E.A. Methods and algorithms for determining the coordinates of radio emission sources in angle-measuring and difference-rangefinder systems with a minimum number of mobile carriers // Antennas. - 2010, No. 6. — Pp. 77-81.
3. Kirsanov E.A., Sirota A.A. Information processing in spatially distributed radio monitoring systems: statistical and neural network approaches. – M.: FIZMATLIT. 2012. – 344 p.
4. Wan E.A., Van Der Merwe R. The unscented Kalman filter // Kalman filtering and neural networks. – New York: John Wiley & Sons, 2001. – Pp. 221-280.
5. Julier S.J., Uhlmann J.K. Unscented filtering and nonlinear estimation // Proceedings of the IEEE. – 2004. – Vol. 92. – №. 3. – P. 401-422.
6. Simon D. Optimal State Estimation. Kalman, H-infinity and Nonlinear Approaches. - Hoboken, New York: John Wiley & Sons, 2006. - 526 p.
7. Konovalov A.A. Fundamentals of trajectory processing of radar information. Part 2. - St. Petersburg: SPbSETU "LETI", 2014. — 180 p.
8. Radzievsky V.G., Sirota A.A. Theoretical foundations of electronic intelligence. – M.: Radio Engineering, 2004. – 432 p.
9. Bykov V. V. Digital modeling in statistical radio engineering. — M.: Soviet radio, 1971. — 328 p.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОМПЛЕКСА ФОРМИРОВАНИЯ КОЛЕБАНИЙ ДЛЯ ПОСТАНОВКИ ПОМЕХ НА ОСНОВЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ХАОСА «АЙСБЕРГ 2.0» ДЛЯ ПОДАВЛЕНИЯ КАНАЛОВ РАДИОСВЯЗИ

И. С. Гришин¹, И. А. Омельченко¹, Н. С. Хрущев¹, В. А. Наумчик¹, А. Р. Зайдуллин¹

¹Межвидовой центр подготовки и боевого применения (учебный и испытательный)
(МЦП и БП), Тамбов, Россия

Аннотация. В данной работе рассматриваются вопросы организации подавления сигналов на каналы радиосвязи путем постановки помех, создаваемых генераторами хаотических колебаний. Представлен программно-аппаратный комплекс постановки помех «Айсберг 2.0», сформирован принцип работы комплекса.

Ключевые слова: динамический хаос; генераторы хаотических колебаний; радиосвязь.

USING THE OSCILLATION FORMATION COMPLEX FOR INTERFERENCE BASED ON DYNAMIC CHAOS «ICEBERG 2.0» TO SUPPRESS RADIO COMMUNICATION CHANNELS

I. S. Grishin¹, I. A. Omelchenko¹, N. S. Khrushchev¹, V. A. Naumchik¹, A. R. Zaidullin¹

¹Interspecific center for training and combat use (training and testing) (MTsP and BP),
Tambov, Russia

Abstract. In this paper, we consider the issues of organizing signal suppression on radio communication channels by setting interference created by chaotic oscillation generators. The hardware-software complex for jamming «Iceberg 2.0» is presented, the principle of operation of the complex is formed.

Keywords: saturated chaos; generators of chaotic oscillations; radio communication.

1. ВВЕДЕНИЕ

Динамический хаос – непериодические колебания, возникающие в нелинейных детерминированных системах, демонстрирующие высокую чувствительность к начальным условиям. Эти колебания имеют ряд общих черт со случайными процессами, в частности, сплошной спектр мощности, но их природа связана не со случайностью, а с нелинейными свойствами, порождающими нерегулярные колебания в динамических системах. Так же динамический хаос является детерминированным, то есть значение сигнала можно точно рассчитать для каждого момента времени [1].

2. ПРИМЕНЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ХАОСА

Динамический хаос возможно использовать в самых различных целях: кодирование информации, создание скрытых и защищенных систем связи, создание источников помех. Для выполнения этих задач необходимо реализовать специальные устройства формирования хаотических колебаний или генераторы. Известно большое количество различных математических моделей генераторов хаотических колебаний, самой известной из которых является модель Лоренца. Эти математических модели достаточно хорошо исследованы в теории, но для получения генераторов на практике в

виде рабочего изделия необходимо пройти долгий путь разработки и отладки электронного устройства, построенного на дискретных элементах.

Другим способом создания устройств формирования хаотических колебаний является использование электронно-вычислительных средств (микропроцессоров, ПЛИС). Данный способ исключает долгий процесс разработки устройства на дискретных элементах. При написании программы формируемый сигнал задается математическими уравнениями, что дает больше уверенности в качестве выходного сигнала. Ограничением служит лишь скорость выполнения команд у вычислительного устройства, а также разрядность цифроаналогового преобразователя и скорость его работы.

Наиболее известной и исследованной нелинейной системой дифференциальных уравнений с хаотическими колебаниями является система Лоренца. Специалист по физике атмосферы Э.Н. Лоренц предложил простую модель тепловой конвекции в атмосфере. В общем случае тепловые процессы описываются уравнениями теплопроводности. Лоренц сделал ряд допущений и получил трехмерную модель тепловой конвекции в обыкновенных дифференциальных уравнениях (1).

$$\begin{cases} \dot{x} = a(y - x) \\ \dot{y} = x(b - z) - y \\ \dot{z} = xy - cz \end{cases} \quad (1)$$

Параметры «а», «б» и «с» задают вид движения точки в фазовом пространстве. При значениях параметров $a=10$, $b>1$ и $c=8/3$ возникают хаотические колебания. На рисунке 1 изображена фазовая траектория модели при заданных параметрах. По рисунку видно, что имеется два состояния равновесия, так называемый «странные атTRACTоры Лоренца». У данной траектории имеется несколько особенностей.

фазовый портрет

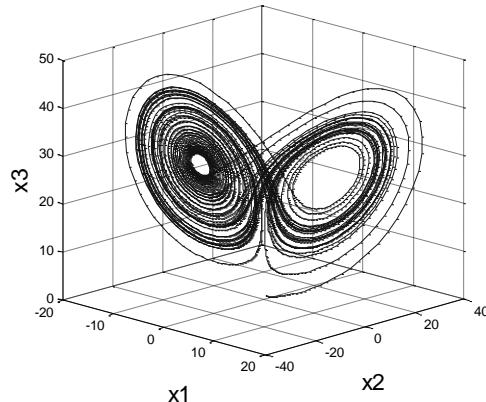


Рис. 1. Движение системы в фазовом пространстве

Первая особенность данной траектории заключается в том, что каждая из точек равновесия не является притягивающей. Однако траектория не уходит далеко от точек равновесия и занимает ограниченную область. Таким образом, получаются нерегулярные непериодические движения системы – в системе имеет место хаос.

Второй особенностью является то, что внутри данного атTRACTора траектория движения очень чувствительна к начальным условиям. При малейшем расхождении в начальных условиях движение системы будут сильно расходиться почти сразу. Такие атTRACTоры получили название «странные атTRACTоры» [2].

На рисунке 2 представлены графики изменения каждой переменной в безразмерном времени. При выборе моделей генераторов хаотических колебаний так же рассматривались и другие системы дифференциальных уравнений – Лоренц-84, Рикитаке, Реслера, Нозе-гувера.

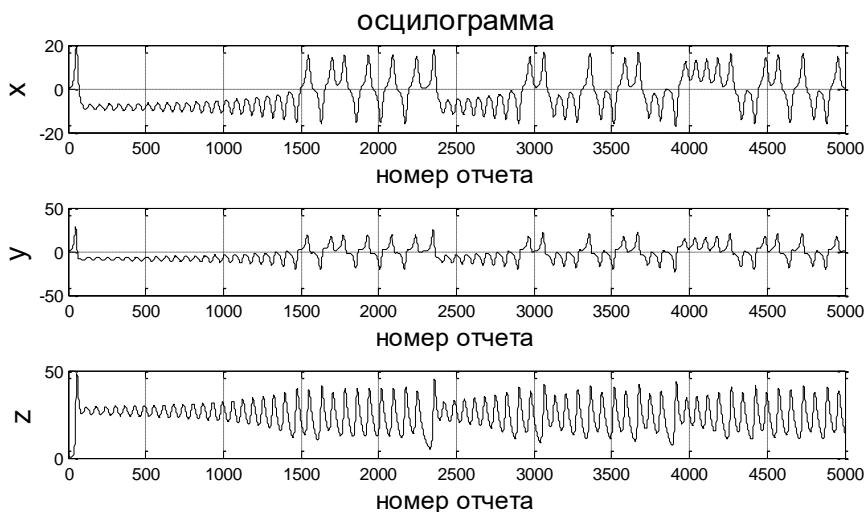


Рис. 2. Колебания, генерируемые в комплексе

На рисунке 3 представлен спектр сигнала, поступающего с генератора хаотических колебаний Лоренца. Можно заметить, что спектр сигнала имеет схожий вид со спектром белого гауссовского шума.

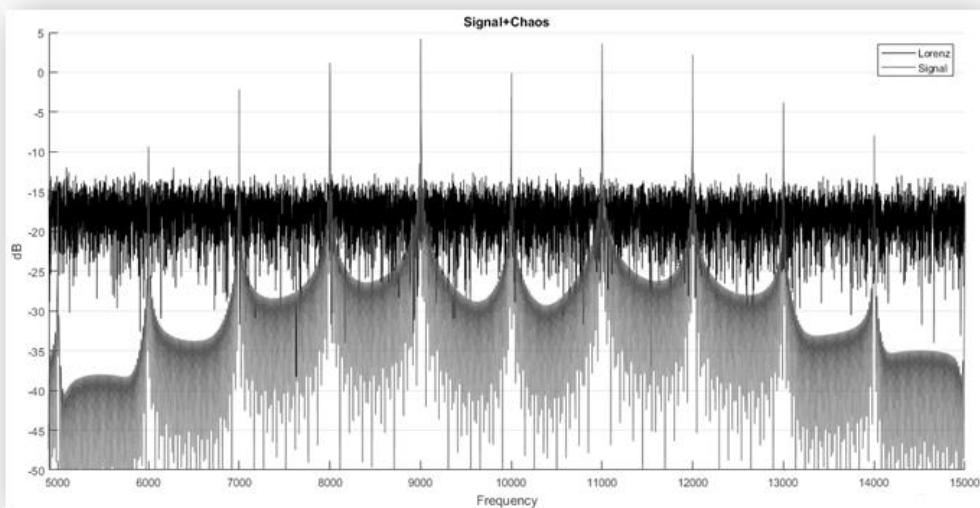


Рис. 3. Информационный сигнал с помехой в виде хаотического сигнала с генератора Лоренца

3. ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС «АЙСБЕРГ 2.0»

Программно-аппаратный комплекс «Айсберг 2.0» представляет собой набор генераторов хаотических колебаний, сигналы от которых поступают на специальный блок коммутации сигналов. Блок коммутации образует различные комбинации входных сигналов, такие как сумма, произведение, либо выводит каждый из сигналов на определенное время, формируя тем самым сигнал, представляющий собой последовательность идущих друг за другом хаотических сигналов. В качестве аппаратной части устройства выступает программируемая логическая интегральная схема (ПЛИС). Она представляет собой набор логических элементов, расположенных на одном кристалле. В матрицах переключений задаются соединения логических элементов друг с другом через соединительные шины. Блоки ввода-вывода обеспечивают передачу и прием информации от внешних устройств.

Программирование ПЛИС заключается в конфигурации матриц переключений таким образом, чтобы получилось необходимое логическое устройство. ПЛИС, в отличие от процессоров, выполняют запрограммированные задачи параллельно, а не последовательно, что обеспечивает большую скорость вычислений.

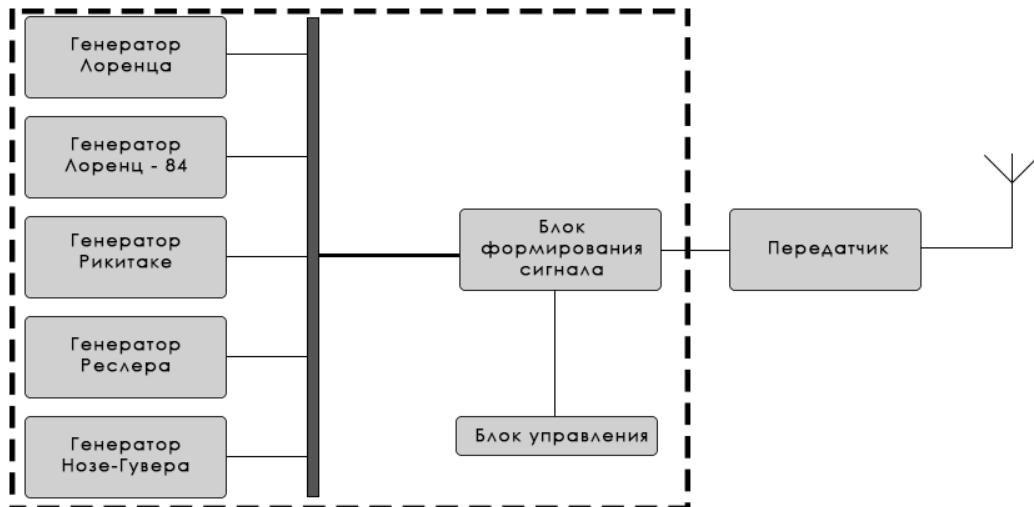


Рис. 4. Структурная схема устройства генератора «Айсберг 2.0»

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, комплекс постановки помех «Айсберг 2.0» позволяет реализовывать сложные помеховые сигналы, зашумляющие указанный диапазон частот радиоэфира и подавлять целевой сигнал.

Основной особенностью разработанного устройства «Айсберг 2.0» являются универсальность, возможность расширения и интеллектуальное формирование сигнала.

Универсальность заключается в возможности в одном устройстве содержать несколько генераторов сигналов. Возможность расширения подразумевает быстрый способ обновления устройства путем его замены на новое более мощное, либо просто обновления программы с новыми генераторами колебаний. Интеллектуальное формирование сигнала позволяет получать на выходе устройства колебания как с отдельного генератора, так и сумму сигналов, либо формирование сигнала как последовательность колебаний различной длительности и следующих в различном порядке.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шахтарин Б.И. Генераторы хаотических колебаний. - Москва: Гелиос АРВ, 2007. - 248 с.
2. Кобылкина П.И., Сидоркина Ю.А., Морозова В.Д. Источники хаотических колебаний с дискретным временем. // Научный вестник МГТУ ГА. Сер. Радиофизика и радиотехника, 2003, № 62. - С. 140-147.

REFERENCES

1. Shakhtarın B.I. Chaotic oscillation generators. - Moscow: Helios ARV, 2007. - 248 p.
2. Kobylkina P.I., Sidorkina Yu.A., Morozova V.D. Sources of chaotic oscillations with discrete time. // Scientific Bulletin of MSTU GA. ser. Radiophysics and radio engineering, 2003, No. 62. - Pp. 140-147.

К ВОПРОСУ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ПРИ НАЗНАЧЕНИИ ЧАСТОТ ПОДВИЖНЫМ КОМПЛЕКСАМ РАДИОСВЯЗИ

И.В. Владимиров, М.В. Богатырев, В.П. Пустовит, Ф.П. Астапенко, С.А. Житенёв

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. На примере модели подвижного комплекса радиосвязи проведено исследование возможности использования искусственных нейронных сетей (ИНС) прямого распространения (ПР) для оценки пригодности комплектов радиочастот, назначаемых средствам связи, по условиям электромагнитной совместимости (ЭМС). Рассмотрено использование ИНС ПР трех-, четырех- и пятислойных архитектур. Построение ИНС ПР осуществлено на основе обучающей выборки, полученной с применением методики прямого расчета ЭМС модели подвижного комплекса радиосвязи. По результатам тестирования ИНС ПР сделан вывод о возможности их использования в задачах оценки пригодности назначаемых комплектов радиочастот подвижным комплексам радиосвязи с ошибкой не более 3–4%.

Ключевые слова: искусственная нейронная сеть, подвижные комплексы радиосвязи, комплекты частот, электромагнитная совместимость.

ON THE USE OF ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS IN ASSIGNING FREQUENCIES TO MOBILE RADIO COMMUNICATION COMPLEXES

I.V. Vladimirov, M.V. Bogatyryov, V.P. Pustovit, F.P. Astapenko, S.A. Zhitinyov

JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract. Using the mobile radio communication complex model as an example, a study was conducted on the possibility of using artificial neural networks (INS) of direct propagation (PR) to assess the suitability of sets of radio frequencies assigned to communication facilities under the conditions of electromagnetic compatibility (EMC). The use of INS PR three-, four- and five-layer architectures is considered. The construction of the INS PR was carried out on the basis of a training sample obtained using the method of direct calculation of the EMC model of a mobile radio communication complex. Based on the results of testing of the INS PR, a conclusion was made about the possibility of their use in the tasks of assessing the suitability of the assigned sets of radio frequencies for mobile radio communication complexes with an error of no more than 3-4%.

Keywords: artificial neural network, mobile radio communication complexes, frequency sets, electromagnetic compatibility.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время подвижные комплексы радиосвязи (ПКРС) широко используются в системах связи различного назначения (ССРН). При организации ССРН с применением ПКРС актуальной является задача обеспечения их электромагнитной совместимости (ЭМС), что обусловлено высоким уровнем непреднамеренных радиопомех, создаваемых приемо-передающими устройствами (ППУ) ПКРС друг другу при одновременной работе в общих полосах частот.

На организационном уровне задача обеспечения ЭМС ПКРС решается при частотном планировании сетей связи, в ходе которого для ППУ ПКРС назначаются

комплекты рабочих частот, исключающие взаимное воздействие непреднамеренных радиопомех.

Назначение осуществляется согласно поисковым алгоритмам, базирующимся на многократном выполнении процедуры проверки пригодности для использования ППУ ПКРС итерационно генерируемых комплектов рабочих частот. Процедура проверки, в общем случае, может быть проведена путем прямой оценки ЭМС ППУ ПКРС при работе на проверяемом комплекте рабочих частот [1–3]. Однако в силу значительных временных затрат прямая оценка ЭМС ППУ ПКРС на практике не применяется. Вместо нее используется оценка выполнения условий обеспечения ЭМС ППУ ПКРС, которые для каждого ПКРС определяются заранее на этапе разработки и представляют собой набор требований по частотной отстройке ППУ, необходимой для исключения воздействия основных, внеполосных и побочных излучений передатчиков по основным, соседним и побочным каналам приема приемников, а также для предотвращения эффектов интермодуляции и блокирования. В этом случае процедура проверки пригодности комплектов рабочих частот для использования ППУ ПКРС сводится к простой оценке выполнения требований по частотной отстройке.

Следует отметить, что при определении требований к частотным отстройкам ППУ ПКРС используется принцип «гарантированного результата», в соответствии с которым на множестве возможных условий обеспечения ЭМС учитываются наихудшие. Например, если значение развязки антенн ППУ ПКРС в диапазоне рабочих частот может иметь разброс от 10 до 30 дБ, то при определении требований к частотным отстройкам выбирается его минимальное значение 10 дБ, что приводит к избыточности определяемых требований по частотным отстройкам.

В связи с этим главным недостатком применяемой на практике процедуры проверки пригодности для использования ППУ ПКРС комплектов рабочих частот является ее низкая достоверность, обусловленная избыточностью учитываемых требований по частотной отстройке ППУ ПКРС.

Целью работы является исследование возможностей применения искусственных нейронных сетей (ИНС) для реализации процедуры проверки пригодности комплектов рабочих частот для использования ППУ ПКРС по условиям ЭМС в интересах повышения ее достоверности.

Исследование возможности применения ИНС для реализации процедуры проверки пригодности комплектов радиочастот для ППУ ПКРС по условиям ЭМС проведено на примере модели подвижного комплекса радиосвязи, состоящего из пяти серийно выпускаемых радиостанций КВ- и УКВ-диапазонов.

2. МЕТОДИЧЕСКИЙ ПОДХОД

Для работы ПКРС требуется назначить комплект из пяти рабочих частот в пределах частотных диапазонов радиостанций согласно таблице 1.

Таблица 1. Данные по частотным диапазонам радиостанций в составе ПКРС

Радиостанции	Мощность, Вт	Полосы рабочих частот, МГц	Шаг сетки, МГц	Кол-во номиналов частот, шт.
ППУ КВ	100	1,5-30	0,001	28501
ППУ1 УКВ	100	30-108	0,025	3121
ППУ2 УКВ	40	30-108	0,025	3121
ППУ3 УКВ	40	30-108	0,025	3121
ППУ4 УКВ	30	390-440	0,025	2001

Задача ИНС состоит в определении пригодности комплектов рабочих частот, планируемых к назначению ППУ из состава ПКРС по условиям ЭМС. Указанная задача относится к классу задач классификации, для решения которых предпочтительным является использование многослойных нейронных сетей прямого распространения (МНС ПР) типа персепtron [4-6].

Задача ИНС состоит в определении пригодности комплектов рабочих частот, планируемых к назначению ППУ из состава ПКРС по условиям ЭМС. Указанная задача относится к классу задач классификации, для решения которых предпочтительным является использование многослойных нейронных сетей прямого распространения (МНС ПР) типа персепtron [4-6].

3. РЕАЛИЗАЦИЯ

Применительно к решаемой задаче архитектура МНС ПР определена из следующих соображений. Входной слой включает пять нейронов по числу подаваемых на вход рабочих частот. Выходной слой – два нейрона по числу вариантов принимаемых решений (комплект частот пригоден или непригоден). Число внутренних слоев и используемых в них нейронов может быть переменным и является предметом исследования. При этом максимальное число внутренних слоев может быть ограничено количеством видов учитываемых непреднамеренных радиопомех, а число нейронов – количеством рассматриваемых каналов воздействия непреднамеренных радиопомех каждого вида. Предварительный анализ показал, что для ППУ ПКРС количество учитываемых видов непреднамеренных радиопомех не превышает трех и включает:

- непреднамеренные радиопомехи, обусловленные воздействием основных, внеполосных и побочных излучений передатчиков по основным, соседним и побочным каналам приемников радиостанций;
- непреднамеренные радиопомехи вследствие эффектов блокирования приемников радиостанций излучениями передатчиков;
- непреднамеренные радиопомехи вследствие эффектов интермодуляции излучений передатчиков в приемниках радиостанций;

Количество каналов проникновения непреднамеренных радиопомех каждого вида составляет 69, 18 и 14, соответственно.

С учетом указанных соображений для исследования определены 13 вариантов трех-, четырех- и пятислойных архитектур МНС ПР, характеристика которых представлена в таблице 2.

Таблица 2. Исследуемые архитектуры МНС ПР.

Варианты архитектур МНС ПР	Входной слой	Количество нейронов по слоям			Выходной слой	
		Внутренние слои				
		1	2	3		
1	5	101	–	–	2	
2	5	14	87	–	2	
3	5	18	83	–	2	
4	5	32	69	–	2	
5	5	69	32	–	2	
6	5	83	18	–	2	
7	5	87	14	–	2	
8	5	14	18	69	2	
9	5	14	69	18	2	
10	5	18	14	69	2	
11	5	18	69	14	2	
12	5	69	14	18	2	
13	5	69	18	14	2	

Для обучения и тестирования МНС ПР исследуемых архитектур подготовлены обучающие и тестовые выборки объемом до 10^5 комплектов рабочих частот. Пригодность указанных комплектов для использования ППУ ПКРС определена методом прямой оценки ЭМС. При этом количество пригодных и непригодных для использования комплектов рабочих частот в обучающих и тестовых выборках распределялось в равных долях

При обучении МНС ПР в качестве функции потерь использована среднеквадратичная ошибка, а в качестве алгоритма оптимизации – метод адаптивной инерции [4-6].

По результатам обучения и тестирования МНС ПР исследуемых архитектур определены достижимые уровни обучения и ошибки при определении пригодных для использования комплектов рабочих частот, данные по которым представлены в таблице 3.

Таблица 3. Результаты обучения и тестирования МНС ПР исследуемых архитектур

Варианты архитектур МНС ПР	Структура слоев МНС ПР	Достижимый уровень обучения, %	Ошибка, %
1	5-101-2	0,96	4,5
2	5-14-87-2	0,97	3,6
3	5-18-83-2	0,96	4,0
4	5-32-69-2	0,97	3,5
5	5-69-32-2	0,97	3,3
6	5-83-18-2	0,97	3,7
7	5-87-14-2	0,95	4,7
8	5-14-18-69-2	0,96	3,9
9	5-14-69-18-2	0,96	4,1
10	5-18-14-69-2	0,95	4,6
11	5-18-69-14-2	0,98	3,6
12	5-69-14-18-2	0,96	3,9
13	5-69-18-14-2	0,97	3,8

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализ полученных результатов показывает, что МНС ПР позволяют определять пригодность по условиям ЭМС комплектов рабочих частот, планируемых к назначению ППУ ПКРС, с ошибкой 3,3-4,7 % при уровне обучения 0,95-0,98 %. При этом минимальная ошибка 3,3% и 3,5% достигается при использовании четырехслойных МНС ПР архитектуры 5-69-32-2 и 5-32-69-2, соответственно.

Полученная высокая достоверность результатов 96-97% подтверждает возможность эффективного использования аппарата искусственных нейронных сетей для определения пригодности комплектов частот по условиям ЭМС для назначения ППУ ПКРС.

ЛИТЕРАТУРА

1. А.Л. Бадалов, А.С. Михайлов. Нормы на параметры электромагнитной совместимости РЭС // Справочник. - М.: Радио и связь. – 1990.
2. А.Д. Князев. Элементы теории и практики электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. - М.: Радио и связь. – 1984.
3. Л.Ш. Альтер, И.И. Подманков, М.В. Свириденко. Расчет взаимных помех между проектируемыми и действующими радиосредствами на локальном объекте // Т-Comm № 1-2009.
4. Комарцова Л.Г. Исследование возможностей нейронных сетей для создания проекта локальной вычислительной сети // Нейрокомпьютеры. Разработка и применение. – М.: Радиотехника. – 2001.– № 6.

5. Байдык Т.Н. Нейронные сети и задачи искусственного интеллекта. – Киев.: Наукова Думка. – 2001.
6. Галушкин А.И. Теория нейронных сетей. – М.: ИПРЖР. – 2000.

REFERENCES

1. A.L. Badalov, A.S. Mikhailov. Norms for the parameters of electromagnetic compatibility of RES // Handbook. - M.: Radio and communications. – 1990.
2. A.D. Knyazev. Elements of theory and practice of electromagnetic compatibility of radio-electronic means. – M.: Radio and Communications. - 1984.
3. L.S. Alter, I.I. Podmankov, M.V. Sviridenko. Calculation of mutual interference between projected and operating radio facilities at a local facility // T-Comm No. 1-2009.
4. Komartsova L.G. Investigation of the possibilities of neural networks for creating a local area network project // Neurocomputers. Development and application. – M.: Radio Engineering. - 2001.– No. 6.
5. Baidyk T.N. Neural networks and artificial intelligence tasks. – Kiev.: Naukova Dumka. – 2001.
6. Galushkin A.I. Theory of neural networks. – M.: IPRZHR. – 2000.

МЕАНДРОВЫЕ НАВИГАЦИОННЫЕ СИГНАЛЫ С ТРЕБУЕМОЙ ФОРМОЙ СПЕКТРА ДЛЯ ЛОКАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

В. В. Неровный¹, В. В. Филоненко², В. С. Радько², Д. П. Свиридов²

¹АО НВП «ПРОТЕК», Воронеж, Россия

²ВУНЦ ВВС «ВВА», Воронеж, Россия

Аннотация. Предложено использование меандровых навигационных сигналов в локальных навигационных системах. Разработаны способ и математическая модель формирования меандровых навигационных сигналов. Выявлено несоответствие спектральных характеристик меандровых навигационных сигналов требованиям в области электромагнитной совместимости. Предложено применение фильтра с характеристикой типа «приподнятый косинус» для уменьшения внеполосного излучения передатчиков меандровых навигационных сигналов.

Ключевые слова: глобальные навигационные спутниковые системы; локальные навигационные системы; навигационные сигналы с меандровой модуляцией; спектральные характеристики сигналов; электромагнитная совместимость.

MEANDER NAVIGATIONAL SIGNAL WITH THE REQUIRED SPECTRUM SHAPE FOR LOCAL NAVIGATION SYSTEMS

V. V. Nerovnyj¹, V. V. Filonenko², V. S. Radko², D.P. Sviridov²

¹JSC SPE “PROTEK”, Voronezh, RF

²MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, RF

Abstract. The use of meander navigation signals in local navigation systems is proposed. A method and a mathematical model for the formation of meander navigation signals have been developed. The discrepancy between the spectral characteristics of meander navigation signals and the requirements in the field of electromagnetic compatibility has been revealed. It is proposed to use a filter with a «raised cosine» type characteristic to reduce out-of-band radiation from meander navigation signal transmitters.

Keywords: global navigational satellite systems; local navigational systems; navigation signals with meander modulation; spectral characteristics of signals; electromagnetic compatibility.

1. ВВЕДЕНИЕ

Повышение качества навигационных определений в Российской Федерации в большой степени связывается с развитием глобальной навигационной системы (ГНСС) ГЛОНАСС и ее наземных функциональных дополнений. Основными требованиями к ГНСС являются обеспечение требуемой точности и доступности позиционирования, а также целостности навигационного поля. Факторы, снижающие эксплуатационные характеристики ГНСС:

- неточности эфемерид и частотно-временных поправок;
- априорно неизвестные условия прохождения сигналов через тропосферу и ионосферу;
- низкая помехоустойчивость из-за малой амплитуды сигналов, излучаемых навигационными космическими аппаратами (НКА), на входе навигационной аппаратуры потребителей (НАП).

Внедряемые в настоящее время системы дифференциальной коррекции [1] снижают воздействие на навигационные определения первых двух факторов, однако не влияют на третий, что особенно актуально в военной области.

Другим, менее распространенным в настоящее время типом функционального дополнения ГНСС, являются локальные навигационные системы (ЛНС) на основе наземных псевдоспутников (ПС), координаты которых точно известны, излучающих сигналы, аналогичные сигналам НКА ГНСС [2]. Внедрение ЛНС способно обеспечить навигационное поле с высокими показателями точности и помехоустойчивости в ограниченной области пространства, например, в районе аэродрома. Недостатком таких ЛНС является небольшая зона действия, ограниченная, во-первых, дальностью прямой видимости; во-вторых, сложностью получения низкого значения геометрического фактора во всей рабочей зоне. Второй недостаток может частично компенсироваться большим количеством ПС, совместной обработкой навигационных сигналов ПС и НКА, а также применением навигационных сигналов, обеспечивающих повышенную точность измерения их параметров. Разрабатываются ЛНС функционирующие как в частотных диапазонах, отведенных для сигналов ГНСС, так и использующих собственные частотные диапазоны. В настоящей работе рассматриваются ЛНС на основе ПС, излучающих сигналы в участках L-диапазона, отведенных для сигналов с кодовым разделением ГНСС ГЛОНАСС [3].

Внедрение новых видов навигационных сигналов с кодовым разделением является перспективным направлением развития как ЛНС, так и ГНСС в целом. Требованиям высокой точности и доступности навигационных определений соответствуют сигналы, обладающие автокорреляционной функцией с узким основным пиком и низким уровнем боковых лепестков. В работах [4, 5] показано, что к таким сигналам в первую очередь, относятся так называемые меандровые сигналы, т. е. фазоманипулированные сигналы с одной или более меандровыми поднесущими. Частотный спектр таких сигналов отличается широкой основной полосой и медленно спадающими боковыми лепестками [6]. В связи с этим при разработке ЛНС на основе меандровых сигналов необходимо учитывать вопросы электромагнитной совместимости (ЭМС) с другими радиоэлектронными средствами (РЭС), работающими в L-диапазоне. В районе аэродрома это могут быть, например, радиорелейные станции, аппаратура опознавания и активного ответа [7] и др. Существуют документы, например [8], регламентирующие требования к сигналам РЭС в области ЭМС.

Цель работы – обеспечение требований в области электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств путем разработки способа формирования меандровых сигналов с требуемой формой спектра для ЛНС.

Цель достигается решением следующих частных задач:

- определение формы амплитудно-частотного спектра (АЧС) исследуемых меандровых навигационных сигналов и соответствие их требованиям в области ЭМС РЭС;
- разработка способа формирования, обеспечивающего требуемую форму спектра излучаемых меандровых сигналов, при наименьших искажениях их характеристик во временной области.

2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ФОРМЫ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНОГО СПЕКТРА МЕАНДРОВЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ И СООТВЕТСТВИЯ ИХ ТРЕБОВАНИЯМ В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ С ДРУГИМИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫМИ СРЕДСТВАМИ

При решении первой частной задачи следует учитывать, что при формировании всех сигналов ГНСС используется двоичная фазовая манипуляция. Наиболее простым

сигналом с двоичной фазовой манипуляцией, применяемым в ГНСС, является *BPSK* (*binary phase shift keying*)-сигнал [4], описываемый выражением:

$$S_{BPSK}(t) = AG_{ДК}(t)G_{HC}(t)\cos(2\pi f_0 t + \varphi_0), \quad (1)$$

где A – амплитуда сигнала, $G_{ДК}(t)$ – дальномерный код, $G_{HC}(t)$ – навигационное сообщение, f_0 – несущая частота, φ_0 – начальная фаза.

Дальномерный код – это псевдослучайная последовательность (ПСП) длительностью T_c , состоящая из L элементарных символов длительностью $\tau_s = T_c / L$. В ГНСС в качестве ПСП применяются М-последовательности и их производные, например, последовательности Голда, Касами [8]. ПСП формируются из меандрового колебания базовой частоты $f_b = 1,023$ МГц. Существуют также *BPSK*-сигналы с частотой следования символов ПСП, кратной базовой: $f_{ПСП} = nf_b$, где n – коэффициент кратности частоты ПСП. Сигнал в этом случае обозначают *BPSK(n)*.

В настоящей работе рассматриваются формируемые на основе (1) меандровые *BOC*- и *DBOC*-сигналы. *BOC* (*binary offset carrier*)-сигналы [4] получают путем модуляции элементарного символа ПСП меандровым поднесущим колебанием (МПК) с частотой, кратной базовой $f_m = mf_b$, где m – коэффициент кратности частоты МПК. В общем виде они описываются выражением:

$$S_{BOC}(t) = AG_{ДК}(t)G_{HC}(t)M_1(t)\cos(2\pi f_0 t + \varphi_0), \quad (2)$$

где $M_1(t)$ – модулирующее поднесущее колебание.

Импульсная последовательность МПК синхронизирована с элементарным символом ПСП и может иметь начальную фазу $\varphi_0 = 0$ (*sinBOC*-сигнал) или $\varphi_0 = \pi / 2$ (*cosBOC*-сигнал), причем от начальной фазы зависят свойства сигнала. Сигналы с модуляцией меандровой поднесущей частотой обозначают *BOC(m,n)* (синусный *BOC*-сигнал) или *cosBOC(m,n)* (косинусный).

DBOC (*dual BOC*)-сигналы [5] формируются за счет модуляции *BOC*-сигналов дополнительным МПК с частотой $f_k = kf_b$, где k – коэффициент кратности второго МПК, и описываются выражением:

$$S_{BOC}(t) = AG_{ДК}(t)G_{HC}(t)M_1(t)M_2(t)\cos(2\pi f_0 t + \varphi_0), \quad (3)$$

где $M_2(t)$ – второе модулирующее поднесущее колебание.

Так же, как и $M_1(t)$, МПК $M_2(t)$ может быть синусным или косинусным. Ввиду этого каждой комбинации коэффициентов кратности соответствуют четыре разных *DBOC*-сигнала в зависимости от начальной фазы первого и второго МПК: *DBOCss(k,m,n,)*, *DBOCsc(k,m,n,)*, *DBOCcs(k,m,n,)*, *DBOCcc(k,m,n,)*.

АЧС меандровых сигналов в общем виде можно рассматривать как комбинацию спектров базового *BPSK*-сигнала (1), вид которого приведен на рисунке 1.

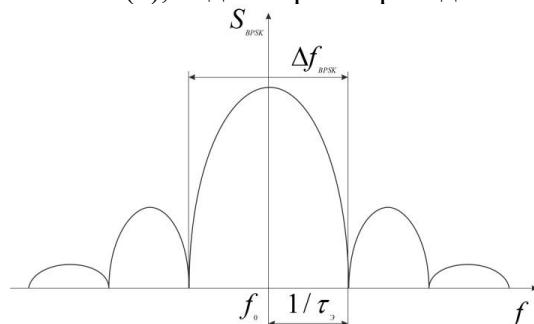


Рис. 1. Общий вид АЧС *BPSK*-радиосигнала.

Как видно из рисунка 1, АЧС *BPSK*-сигнала носит лепестковый характер. В главном лепестке сосредоточено более 90 % мощности сигнала, поэтому ширину

спектра *BPSK*-сигнала полагают равной ширине главного лепестка. Ширина главного лепестка спектра *BPSK*-радиосигнала по уровню 0,5 определяется длительностью элементарного символа дальномерного кода и равна $1/\tau_0$. Однако для использования большей части энергии сигнала необходимо принимать и обрабатывать весь главный лепесток, поэтому в настоящей работе принято считать $\Delta f_{BPSK} = 2/\tau_0$.

АЧС *BOC*-сигналов в общем виде представляет собой результат расщепления спектра на две составляющие, каждая из которых соответствует спектру *BPSK*-сигнала, разнесенных на частоту f_m относительно несущей частоты. Схематично спектр *BOC*-сигнала можно представить, как показано на рисунке 2.

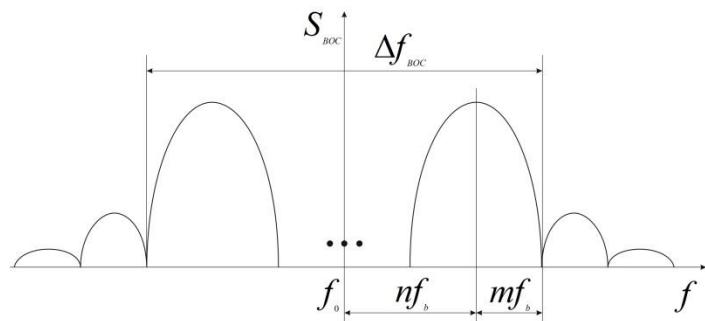


Рис. 2. Общий вид АЧС *BOC*-радиосигнала.

АЧС *BOC*-сигнала имеет два основных лепестка, в которых сосредоточено более 90 % мощности. Значение частоты дальномерного кода определяет ширину главных лепестков, а частоты МПК – величину разноса главных лепестков относительно несущей частоты.

АЧС *DBOC*-сигнала в общем виде можно рассматривать как результат двухкратного расщепления спектра меандровыми поднесущими колебаниями: сначала сплошной спектр фазоманипулированного сигнала *BPSK(n)* раздваивается первой поднесущей частотой, затем полученный спектр – второй, как показано на рисунке 3.

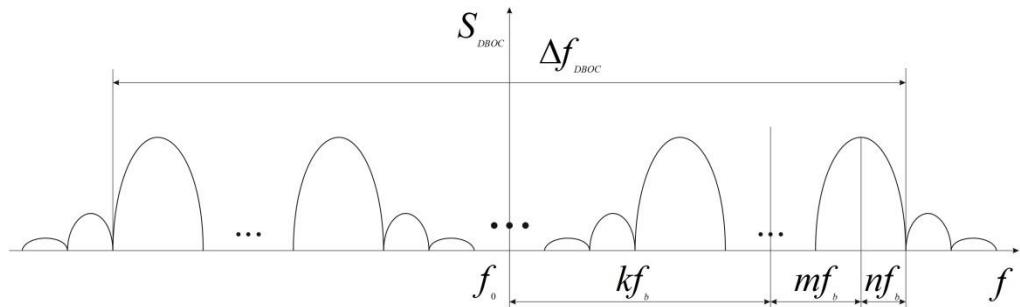


Рис. 3. Общий вид АЧС *DBOC*-радиосигнала.

В соответствии с рисунками 1 - 3 выражение для определения ширины спектра меандровых *BOC*- и *DBOC*-сигналов имеет вид:

$$\Delta f_{DBOC} = 2(f_k + f_m + f_n) = 2f_b(k + m + n). \quad (4)$$

При определении ширины спектра *BOC*-сигналов следует принимать $k=0$.

Требования в области ЭМС учитывались путем проверки параметров внеполосного излучения радиопередатчиков меандровых сигналов. Основные параметры внеполосных радиоизлучений радиопередающих устройств изложены в [8]. К внеполосному относится радиоизлучение в полосе частот, примыкающей к необходимой полосе частот, являющееся результатом модуляции радиосигнала. Под необходимой полосой радиоизлучения понимается основная полоса частот радиосигнала, симметричная относительно f_0 , ширина которой определяется по

крайним границам главных лепестков АЧС в соответствии с (4). Внеполосное излучение рассматривается в полосах частот, ширина которых равна ширине основной полосы, примыкающих с двух сторон к основной. В соответствии с [8] относительные уровни внеполосных радиоизлучений за пределами необходимой полосы частот не должны превышать значений, определяемых ограничительной линией спектра. Ограничительную линию спектра строят соединением ближайших характерных точек (ХТ) отрезками прямых линий в прямоугольной системе координат. Координаты ХТ для сигналов с бинарной и многопозиционной фазовой модуляцией определяются в соответствии с таблицей 1 [8]. По оси ординат откладывают уровень спектральной плотности мощности относительно максимального значения АЧС радиосигнала, а по оси абсцисс – сдвиг по частоте в процентах от ширины необходимой полосы частот.

Таблица 1. Координаты характерных точек ограничительной линии спектра

Номер ХТ	1	2	3	4
Сдвиг по частоте, %	0	55	120	180
Ослабление, дБ	0	0	25	40

С использованием модели [9] рассчитаны в качестве примера АЧС применяемых в настоящее время сигналов *B0C(1,1)* и перспективного *DB0Ccs(3,1,1)*. На рисунках 4, 5 показаны АЧС перечисленных сигналов с ограничительными линиями спектра и вертикальными линиями, показывающими границы необходимой полосы частот.

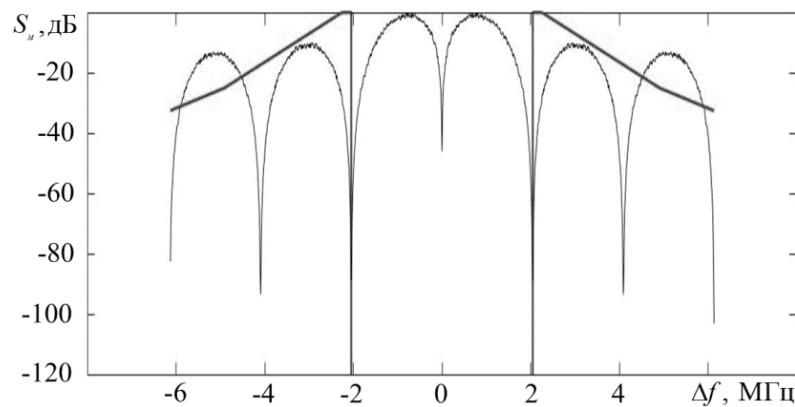


Рис. 4. АЧС сигнала *B0C(1,1)*.

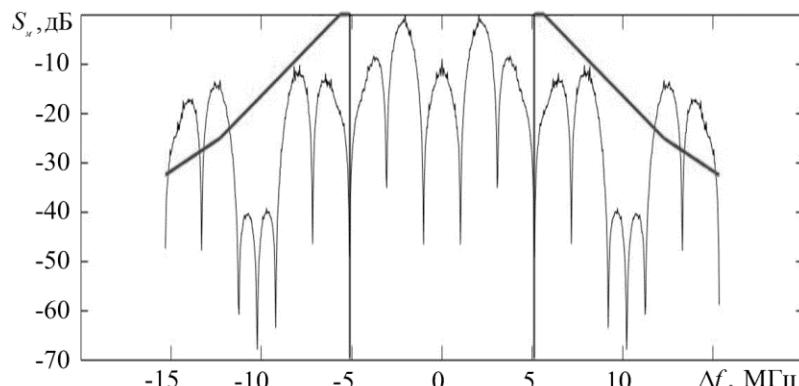


Рис. 5. АЧС сигнала *DB0C(3,1,1)*.

На рисунках 4, 5 видно, что уровень спектральной плотности мощности меандровых сигналов в области внеполосного излучения превышает уровень ограничительной линии, построенной в соответствии с [8].

Таким образом, в результате решения первой частной задачи определены АЧС меандровых сигналов и выявлено, что их характеристики не соответствуют требованиям регламентирующих документов в области ЭМС.

3. РАЗРАБОТКА СПОСОБА ФОРМИРОВАНИЯ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩЕГО ТРЕБУЕМУЮ ФОРМУ СПЕКТРА МЕАНДРОВЫХ СИГНАЛОВ, ПРИ НАИМЕНЬШИХ ИСКАЖЕНИЯХ ИХ ХАРАКТЕРИСТИК ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ

Для решения второй частной задачи необходимо разработать фильтр, ослабляющий в требуемой степени внеполосное излучение и вносящий минимальные искажения в АЧС в основной полосе частот меандровых радиосигналов. Технически достаточно сложно получить требуемую форму спектра в формирователе на радиочастоте [10]. Поэтому в современных радиоэлектронных системах фильтрация сигнала осуществляется в области низких частот. Для фильтрации основной полосы сигнала используются соответствующие фильтры, которые выбираются из семейства фильтров Найквиста, форма амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) которых приближена к АЧХ «идеального» фильтра нижних частот. Наиболее часто на практике для фильтрации основной полосы частот в формирователях *BPSK*-сигналов используется фильтр с характеристикой в виде «приподнятого косинуса» (ФПК), импульсная характеристика которого описывается выражением [11]:

$$h_{\text{ОП}}(t) = \frac{\cos(\pi\alpha t/T_S)}{1 - 4\alpha^2(t/T_S)^2} \cdot \frac{\sin(t/T_S)}{(t/T_S)}. \quad (7)$$

Выражение для *BOC*-сигнала на выходе ФПК можно представить в виде:

$$S_{BOC\phi}(t) = [G_{\text{ДК}}(t)M_1(t) \otimes h_{BOC}(t)]\cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (9)$$

где: \otimes – операция свёртки; $h_{BOC}(t)$ – импульсная характеристика ФПК для *BOC*-сигнала.

Для получения выражения, описывающего $h_{BOC}(t)$, представим одностороннюю ширину спектра *BOC*-сигнала в виде:

$$\Delta f_{\text{BOC}} = 2(f_{\text{ДК}} + f_M) = 2(nf_C + mf_C) = 2(n+m)f_C = \frac{2(n+m)}{\tau_C}. \quad (10)$$

где: $f_C = 1/\tau_C$, τ_C – длительность импульса, соответствующего базовой частоте.

Тогда «эквивалентную» длительность символа на входе модулятора *BOC*-сигнала можно определить, как:

$$T_{SBOC} = \frac{1}{\Delta f_{\text{BOC}}} = \frac{\tau_C}{2(n+m)}. \quad (11)$$

Конечное выражение для вычисления импульсной характеристики ФПК, учитывающее параметры *BOC*-сигнала, можно получить, подставив (11) в выражение (7):

$$h_{BOC}(t) = \frac{\cos(\pi\alpha 2(n+m)t/\tau_C)}{1 - 4\alpha^2(2(n+m)t/\tau_C)^2} \cdot \frac{\sin(2(n+m)t/\tau_C)}{(2(n+m)t/\tau_C)}. \quad (12)$$

Аналогично можно вывести выражения для определения импульсной характеристики ФПК, учитывающее параметры *DBOC*-сигнала:

$$S_{DBOC\phi}(t) = [G_{\text{ДК}}(t)M_1(t)M_2(t) \otimes h_{DBOC}(t)]\cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (13)$$

где $h_{DBOC}(t)$ – импульсная характеристика ФПК для *DBOC*-сигнала.

Ширину спектра, «эквивалентную» длительность символа на входе модулятора и импульсную характеристику ФПК для *DBOC*-сигнала можно представить в виде:

$$\Delta f_{\text{DBOC}} = 2(n+m+k)f_C = \frac{2(n+m+k)}{\tau_C}, \quad (14)$$

$$T_{S\text{DBOC}} = \frac{1}{\Delta f_{\text{DBOC}}} = \frac{\tau_C}{2(n+m+k)}, \quad (15)$$

$$h_{\text{DBOC}}(t) = \frac{\cos(\pi\alpha 2(n+m+k)t/\tau_C)}{1 - 4\alpha^2(2(n+m+k)t/\tau_C)^2} \cdot \frac{\sin(2(n+m+k)t/\tau_C)}{(2(n+m+k)t/\tau_C)}. \quad (16)$$

АЧХ ФПК описывается выражением [15]:

$$K(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| \leq \omega_0(1-\alpha) \\ \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{|\omega| - \omega_0}{\alpha\omega_0}\right), & \omega_0(1-\alpha) < |\omega| \leq \omega_0(1+\alpha), \\ 0, & |\omega| > \omega_0(1+\alpha) \end{cases} \quad (17)$$

где $\omega = 2\pi f$ – циклическая частота, $\omega_0 = \pi\Delta f_M$ – половина ширины спектра основных лепестков обрабатываемого сигнала, α – коэффициент скругления, изменяющийся в диапазоне $0 \leq \alpha \leq 1$, равный половине ширины переходной зоны, нормированной к частоте среза.

Вид АЧХ ФПК представлен на рисунке 7.

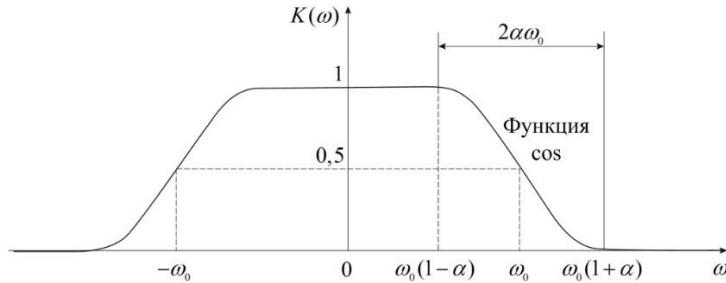


Рис. 7. АЧХ фильтра с характеристикой типа «приподнятый косинус».

Физический смысл коэффициента скругления заключается в том, что при $\alpha = 0$ фильтр превращается в идеальный с прямоугольной АЧХ; при $\alpha = 1$ АЧХ ФПК перестает содержать плоский участок в полосе пропускания. Примеры трансформации спектра меандровых сигналов при различных значениях α приведены в [12]. С точки зрения формирования меандровых сигналов с требуемой формой спектра необходимо учитывать, что с возрастанием α уровень внеполосного излучения также возрастает. С другой стороны, при возрастании α уменьшается степень искажения его спектральных, а значит и временных характеристик, что уменьшает потери при корреляционной обработке в приемниках НАП. Необходимо выбирать такое оптимальное значение коэффициента скругления α_0 , при котором спектральная плотность мощности сигнала на выходе фильтра в области внеполосного излучения приближается снизу к ограничительной линии спектра, но не превышает ее:

$$\alpha_0 = \max(\alpha) \text{ при условии } S_M(f, \alpha) \leq L_{\text{огр}}(f) \text{ в диапазоне } |f - f_0| > \frac{\Delta f_M}{2}. \quad (18)$$

В представляемой работе оптимизация выполнялась путем перебора значений α . При каждом значении выполнялось построение АЧС меандрового сигнала и ограничительной линии спектра. Выбиралось значение, которое в максимальной степени соответствует условию (18). Определено, что требованиям [8] удовлетворяет АЧС исследуемых меандровых сигналов после обработки с помощью ФПК с максимальным значением $\alpha=1$. АЧС сигналов обработанных сигналов представлены на рисунках 8, 9.

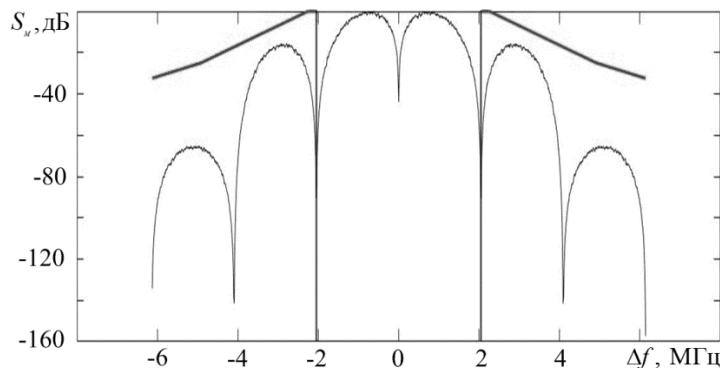


Рис. 8. АЧС сигнала $BOC(1,1)$ после обработки ФПК.

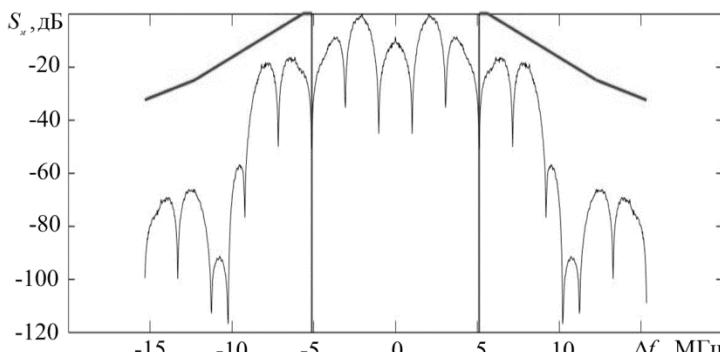


Рис. 9. АЧС сигнала $DBOC(3,1,1)$ после обработки ФПК.

Спектры меандровых сигналов, представленные на рисунках 8, 9 удовлетворяют условию (18) и, соответственно, требованиям [8].

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, применение меандровых сигналов в ЛНС на основе ПС, излучающих сигналы, аналогичные сигналам ГНСС, позволит не только повысить точность навигационных определений, но и расширить зону действия ЛНС. Выполнен анализ формы АЧС, обосновано значение ширины необходимой полосы частот для передачи меандровых сигналов. Разработана модель в среде *MatLab/Simulink* для исследования спектральных характеристик меандровых сигналов. Выполнена проверка соответствия спектральных характеристик меандровых сигналов на соответствие требованиям ЭМС, выявлена проблема, связанная с высоким уровнем внеполосного излучения. Предложен способ формирования меандровых навигационных сигналов, заключающийся в формировании при помощи модели отсчетов модулирующей функции и последующей их обработки фильтром с характеристикой типа «приподнятый косинус», позволяющим путем оптимизации его параметра α , сформировать АЧС сигнала, удовлетворяющий требованиям ЭМС и минимизирующий искажения сигнала. Решение данной задачи актуально при использовании меандровых навигационных сигналов в наземных ЛНС, т. к. их амплитуда в ограниченной зоне действия может на

несколько порядков превышать амплитуду аналогичных сигналов, излучаемых навигационными космическими аппаратами ГНСС, что нарушит условия ЭМС РЭС *L*-диапазона.

Направления дальнейших исследований связаны с определением влияния предлагаемых трансформаций спектра меандровых сигналов на эффективность функционирования НАП.

ЛИТЕРАТУРА

1. Погосян М.А., Верейкин А.А. Системы автоматической посадки летательных аппаратов: аналитический обзор. Информационное обеспечение // Труды МАИ. 2020. № 113. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=118156> (дата обращения 10.09.2022).
2. Гладышев А.Б., Ратушняк В.Н., Дмитриев Д.Д., Голубятников М.А. Концепция компьютерного моделирования локальной системы навигации на основе псевдоспутников. // Успехи современной радиоэлектроники. 2017. № 12. С. 75-78.
3. Глобальная навигационная система ГЛОНАСС. Интерфейсный контрольный документ. Общее описание системы с кодовым разделением сигналов. Редакция 1.0. Москва, 2016. URL: <https://russianspacesystems.ru/wp-content/uploads/2016/08/IKD.-Obshh.-opis.-Red.-1.0-2016.pdf> (дата обращения 20.01.2022).
4. Ярлыков М.С. Меандровые шумоподобные сигналы (ВОС-сигналы) и их разновидности в спутниковых радионавигационных системах. Монография. М.: // Радиотехника, 2017. – 416 с.
5. Неровный В.В., Журавлев А.В., Кирюшкин В.В., Филоненко В.В., Неровная Н.А. Автокорреляционные функции навигационных сигналов с меандровой модуляцией на двух поднесущих частотах // Радиотехника. 2022. Т. 86. № 7. С. 56-61.
6. Неровный В.В., Журавлев А.В., Кирюшкин В.В., Бабусенко С.И., Филоненко В.В. Формирование навигационного сигнала с двойной меандровой модуляцией // Радиотехника. 2022. Т. 86. № 7. С. 62-68.
7. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / Под ред. Я.Д.Ширмана. М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.
8. Нежелательные излучения в области внеполосных излучений. Рекомендация МСЭ-R SM.1541-6 (08/2015). Женева, 2016. URL: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/sm/R-REC-SM.1541-6-201508-I!!PDF-R.pdf (дата обращения 20.02.2023)
9. Неровный В. В., Миронов В. А., Коратаев П.Д., Пакляченко М.Ю., Неровная Н.А. Модель формирователя DuoBOC сигналов. № 2021613775, заяв. 05.03.2021, опубл. 15.03.2021.
10. Склар Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2, испр. : Пер. с англ. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
11. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов: учебное пособие для вузов. СПб.: Питер, 2002. – 608 с
12. Неровный В.В., Журавлев А.В., Урывская Т.Ю., Коратаев П.Д. Математические модели навигационных сигналов с требуемой формой спектральной плотности мощности // Радиотехника. 2022. Т. 86. № 7. С. 69-75.

REFERENCES

1. Pogosjan M.A., Vereykin A.A. Automatic landing systems for aircraft. Analytical review. Information support // Trudy MAI. 2020. № 113. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=118156> (date of application 10.09.2022).

2. Gladyshev A.B., Ratushniak V.N., Dmitriev D.D., Golubyatnikov M.A. Concept of computer model modeling of the local navigation system based on pseudolites. // Achievement of modern radioelectronics . 2017. № 12. P. 75-78.
3. Global navigation system GLONASS. Interface control document. General description of a system with code division of signals. Red. 1.0. Moscow, 2016. URL: <https://russianspacesystems.ru/wp-content/uploads/2016/08/IKD.-Obshh.-opis.-Red.-1.0-2016.pdf> (date of application 20.01.2022).
4. Yarlykov M.S. Meander noise-like signals (BOC-signals) and their varieties in satellite radio navigation systems. Monograph. M.: Radio Engineering, 2017. – 416 p.
5. Nerovny V.V., Zhuravlev A.V., Kiryushkin V.V., Filonenko V.V., Nerovnaya N.A. Autocorrelation functions of navigation signals with meander modulation at two subcarrier frequencies. Radioengineering. 2022. V. 86. № 7. P. 56-61.
6. Nerovny V.V., Zhuravlev A.V., Kiryushkin V.V., Babusenko S.I., Filonenko V.V. Formation of a navigation signal with double meander modulation. Radioengineering. 2022. V. 86. № 7. P. 62-68.
7. Radio-electronic systems: fundamentals of construction and theory. Reference book. Second edition, revised and expanded / Edited by Ya.D. Shirman. M.: Radio Engineering, 2007. – 512 p.
8. Unwanted emissions in the out-of-band domain. Recommendation ITU-R SM.1541-6 (08/2015). Geneva, 2016. URL: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/sm/R-REC-SM.1541-6-201508-I!!PDF-R.pdf (date of application 20.02.2023).
9. Nerovnyj V. V., Mironov V. A., Korataev P.D., Paklyachenko M.U., Nerovnaya N.A. DuoBOC Signals Waveform Shaper Model. RU 2021613775, stated. 05.03.2021, publ. 15.03.2021.
10. Sklar B. Digital communication. Fundamentals and applications. Second edition, exp. Translated from English. M.: Izdatelskiy dom «Williams», 2003. – 1104 p.
11. Sergienko A.B. Digital signal processing: study guide for universities. Spb.: Piter, 2002. – 608 p.
12. Nerovny V.V., Zhuravlev A.V., Uryvskaya T.U., Korataev P.D. Mathematical models of navigation signals with the required form of spectral power density. Radioengineering. 2022. V. 86. № 7. P. 69-75.

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ ДИПОЛЯ, ВИБРИРУЮЩЕГО ПОД ВОЗДЕЙСТВИЕМ АКУСТИЧЕСКОЙ РЕЧЕВОЙ ВОЛНЫ

В. Б. Авдеев¹, А. Н. Катруша², С. А. Катруша²

¹ФАУ «ГНИИ ПТЗИ ФСТЭК России», Воронеж, Россия

²ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия

Аннотация. С позиции обобщенной параметрической радиолокации рассмотрен канал перехвата акустической речевой информации за счет высокочастотного облучения объекта, находящегося в области воздействия негармонической акустической волны. Выявлены физические процессы, приводящие к появлению амплитудной модуляции рассеянного объектом сигнала за счет диаграммного эффекта вибрирующего объекта. Предлагается для оценки суммарной мощности в боковой полосе информативного речевого сигнала использовать новую характеристику – спектральную плотность эффективной площади рассеяния облучаемого объекта. Получено выражение для расчета спектральной плотности эффективной площади рассеяния при воздействии на объект акустической речевой волны с произвольной (случайной) временной зависимостью звукового давления.

Ключевые слова: высокочастотное облучение, эффективная площадь рассеяния, электродинамическая модель, акустоэлектромагнитные преобразования .

METHOD FOR CALCULATING THE EFFECTIVE SCATTERING AREA OF A DIPOLE VIBRATING UNDER THE INFLUENCE OF AN ACOUSTIC SPEECH WAVE

V. B. Avdeev¹, A. N. Katrusha², S. A. Katrusha²

¹FAI «SSRTI PTPI FSTEC of Russia», Voronezh, Russia

²MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia

Abstract. From the position of generalized parametric radar, the channel of interception of acoustic speech information due to high-frequency irradiation of an object located in the area of exposure to a non-harmonic acoustic wave is considered. Physical processes leading to the appearance of amplitude modulation of a signal scattered by an object due to the diagram effect of a vibrating object are revealed. It is proposed to use a new characteristic – the spectral density of the effective scattering area of the irradiated object - to estimate the total power in the sideband of an informative speech signal. An expression is obtained for calculating the spectral density of the effective scattering area when an acoustic speech wave with an arbitrary (random) time dependence of sound pressure is applied to an object.

Keywords: high-frequency irradiation, effective scattering area, electrodynamic model, acoustoelectromagnetic transformation.

1. ВВЕДЕНИЕ

Высокочастотное облучение (ВЧО) объектов, находящихся в области воздействия акустических колебаний, является одним из эффективных и скрытных способов акустической речевой разведки. В большинстве известных работ в качестве объектов акустоэлектромагнитных преобразований рассматриваются специально разработанные антенные устройства, содержащие нелинейные элементы, которые под воздействием акустической волны существенно меняют свои параметра, что в свою очередь приводит

к изменению характеристик рассеяния антенн и появлению модуляции отраженной электромагнитной волны низкочастотным звуковым колебанием [1]. В работе [2] в качестве объекта рассматривается тонкий короткий провод (диполь), не содержащий нелинейные элементы. Под воздействием акустической волны диполь отклоняется от исходного положения, что приводит к отклонению диаграммы направленности обратного рассеяния и появлению амплитудной модуляции отраженного сигнала. Однако в [2] получены выражения для эффективной площади рассеяния (ЭПР) диполя на комбинационных частотах при воздействии на провод только гармонической акустической волны. Как известно реальный речевой сигнал может иметь произвольную форму и в общем случае является случайным процессом. Таким образом, требуется обобщенное решение данной задачи для случая воздействия акустической речевой волны с произвольной случайной во времени зависимостью звукового давления.

Цель работы – на основе анализа параметров электромагнитного излучения, рассеянного вибрирующим под действием негармонической акустической речевой волны проводом, обосновать характеристику объекта облучения, позволяющую рассчитывать результатирующую мощность принимаемого информативного случайногоречевого сигнала произвольной формы.

2. ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Рассмотрим тонкий провод в виде диполя с закороченными плечами, расположенного вертикально в свободном пространстве. На диполь воздействует звуковая волна с давлением $L(t)$, под действием которой диполь может отклоняться от вертикального положения на угол $\alpha(t)$, зависящий от времени (рис. 1).

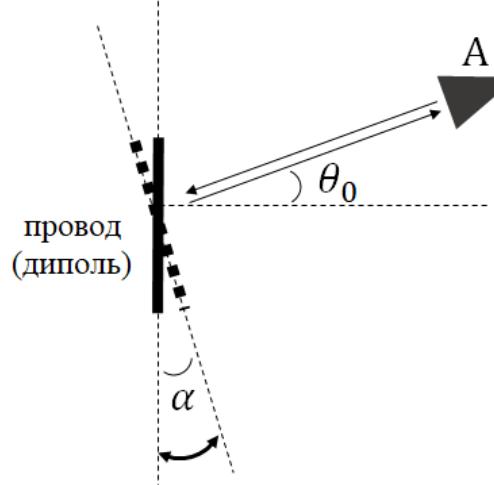


Рис. 1. Схема моностатического излучения – приема электромагнитной волны

Взаимосвязь угла отклонения диполя и звукового давления можно описать формулой $\alpha(t) = K_{np}L(t)$, где K_{np} - коэффициент преобразования звуковой волны в механические колебания диполя. Диполь облучается гармонической электромагнитной волной на частоте ω_0 из точки А под углом θ_0 к нормали диполя. При этом вектор напряженности электрического поля лежит в плоскости колебаний диполя. Таким образом, ожидаемый эффект модуляции рассеянной диполем волны будет обусловлен качанием диаграммы направленности при отклонении диполя от вертикального положения (диаграммным эффектом). Тогда функцию изменения угла облучения от времени можно записать в виде $\theta(\theta_0, t) = \theta_0 + \alpha(t)$. Сначала предположим, что $\alpha(t)$ -

некоторая периодическая функция с периодом T , меняющаяся с циклической частотой $\omega_1 = 2\pi/T$.

Методика нахождения ЭПР неподвижного диполя на частоте зондирующего сигнала известна [3, 4]. По аналогии с [3] найдем ЭПР качающегося диполя. Как известно [5], диаграмма направленности диполя при соотношении длины диполя и длины волны $l/\lambda < 0,5$ приближенно описывается формулой $F(\theta) = \cos(\theta)$. Пусть мгновенное значение напряженности электрического поля падающей волны описывается формулой $E(t) = E_i \cos(\omega_0 t)$, где E_i - амплитуда напряженности электрического поля. При этом соблюдается условие $\omega_0 \gg \omega_1$.

Мгновенное значение тока, наведенного в проводе при падении волны под углом θ_0 равно:

$$I(\theta_0, t) = \frac{\varepsilon(\theta_0, t)}{|Z_A|} = \frac{E(t) l_\delta}{|Z_A|} \cos(\theta(\theta_0, t)) = \frac{E_i l_\delta}{|Z_A|} \cos(\theta(\theta_0, t)) \cos(\omega_0 t), \quad (1)$$

где Z_A - комплексное сопротивление диполя; l_δ - действующая длина диполя; $\varepsilon(\theta_0, t)$ - электродвижущая сила, наведенная в диполе падающим полем.

Выражение для мощности излучения провода имеет вид:

$$P_\Sigma(\theta_0, t) = I^2(\theta_0, t) R_\Sigma = \frac{E_i^2 l_\delta^2 R_\Sigma}{|Z_A|^2} \cos^2(\theta(\theta_0, t)) \cos^2(\omega_0 t), \quad (2)$$

где R_Σ - сопротивление излучения диполя.

Плотность потока мощности поля создаваемого диполем в точке приема А под углом θ_0 на расстоянии r определяется по формуле:

$$\Pi_r(\theta_0, t) = \frac{P_\Sigma(\theta_0, t) D}{4\pi r^2} \cos^2(\theta(\theta_0, t)), \quad (3)$$

где D - коэффициент направленного действия диполя.

С учетом (2) получим:

$$\Pi_r(\theta_0, t) = \frac{E_i^2 l_\delta^2 R_\Sigma D}{4\pi r^2 |Z_A|^2} \cos^4(\theta(\theta_0, t)) \cos^2(\omega_0 t). \quad (4)$$

Учитывая, что излучаемая мощность $P_\Sigma(\theta_0, t) = \Pi_r(\theta_0, t) \cdot 4\pi r^2$, получим:

$$P_\Sigma(\theta_0, t) = \frac{E_i^2 l_\delta^2 R_\Sigma D}{|Z_A|^2} \cos^4(\theta(\theta_0, t)) \cos^2(\omega_0 t). \quad (5)$$

Так как плотность потока мощности падающей волны $\Pi_i = E_i^2 \cos^2(\omega_0 t)/(120\pi)$, то, пользуясь определением ЭПР объекта [4], находим выражение для мгновенной ЭПР диполя:

$$\sigma(\theta_0, t) = \frac{P_\Sigma(\theta_0, t)}{\Pi_i} = 120\pi l_\delta^2 D \frac{R_\Sigma}{|Z_A|^2} \cos^4(\theta(\theta_0, t)). \quad (6)$$

Обозначив $\sigma_m = 120\pi l_\delta^2 D \frac{R_\Sigma}{|Z_A|^2}$ - амплитуда ЭПР; $w(\theta_0, t) = \cos^2(\theta(\theta_0, t))$ -

функция, обусловленная диаграммным эффектом, получим выражение для мгновенной ЭПР:

$$\sigma(\theta_0, t) = \sigma_m w^2(\theta(\theta_0, t)). \quad (7)$$

Следует отметить, что при отсутствии воздействия акустической волны и неподвижном диполе $\theta(\theta_0, t) = \theta_0$ временная зависимость ЭПР отсутствует и выражение (7) совпадает с известным решением [3] для ЭПР диполя на частоте облучения:

$$\sigma(\theta_0) = 120\pi l_d^2 D \frac{R_\Sigma}{|Z_A|^2} \cos^4(\theta_0). \quad (8)$$

3. СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РАССЕЯННОЙ ВОЛНЫ В ТОЧКЕ ПРИЕМА И ВЫВОД ФОРМУЛЫ ДЛЯ СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ ЭПР ДИПОЛЯ

ЭПР в общем случае имеет временную зависимость, следовательно, для ее анализа может быть использован спектральный метод. Однако так как ЭПР характеризует мощность рассеянного сигнала, спектральные преобразования выражения (7) для мгновенной ЭПР напрямую делать нельзя.

Поэтому сначала найдем спектр сигнала на входе приемника, а затем перейдем к спектру мощности сигнала и через него определим спектр ЭПР.

Напряжение на входе приемника можно рассчитать по формуле:

$$u_{np}(\theta_0, t) = \sqrt{P_{np}(\theta_0, t)R}, \quad (8)$$

где $P_{np}(\theta_0, t)$ - мощность на входе приемника; R - входное сопротивление приемника.

Пользуясь уравнением радиолокации [6] для расчета принимаемой мощности и выражением (7), формулу для мгновенного напряжения (8) можно записать в виде:

$$\begin{aligned} u_{np}(\theta_0, t) &= \sqrt{\frac{P_{nep}(t)G_1G_2\lambda_0^2\sigma(\theta_0, t)}{(4\pi)^3 r^4}} R = \\ &= \sqrt{\frac{P_0 G_1 G_2 \lambda_0^2 R \sigma_m}{(4\pi)^3 r^4}} w(\theta_0, t) \cos(\omega_0 t) = u_{np m}(\theta_0, t) \cos(\omega_0 t), \end{aligned} \quad (9)$$

где $P_{nep}(t) = P_0 \cos^2(\omega_0 t)$ - мгновенная мощность, подводимая к передающей антенне; P_0 - амплитуда мгновенной мощности; $G_{1,2}$ - коэффициенты усиления передающей и приемной антенн соответственно; λ_0 - длина волны зондирующего

высокочастотного сигнала; $u_{np m}(\theta_0, t) = \sqrt{\frac{P_0 G_1 G_2 \lambda_0^2 R \sigma_m}{(4\pi)^3 r^4}} w(\theta_0, t)$ - медленно меняющаяся амплитуда (огибающая) напряжения.

При этом огибающая напряжения зависит от изменения ЭПР объекта во времени, а именно, от изменения диаграммной функции $w(\theta_0, t)$. В частности при неподвижном объекте диаграммная функция $w(\theta_0, t) = \cos^2(\theta_0)$ зависит только от угла облучения и не зависит от времени.

Применив преобразование Фурье для огибающей напряжения, получим ее спектральную плотность:

$$U_m(\theta_0, \omega) = A \int_{-\infty}^{\infty} w(\theta_0, t) e^{-j\omega t} dt = A W(\theta_0, \omega), \quad (10)$$

где $A = \sqrt{\frac{P_0 G_1 G_2 \lambda_0^2 R \sigma_m}{(4\pi)^3 r^4}}$ - некоторый энергетический коэффициент; $W(\theta_0, \omega)$ - спектральная плотность диаграммной функции.

Также можно учесть быстроменяющийся множитель $\cos(\omega_0 t)$ и рассчитать спектральную плотность напряжения $U(\theta_0, \omega)$ через спектральную плотность огибающей $U_m(\theta_0, \omega)$. Для этого в (10) необходимо вместо $w(\theta_0, t)$ записать произведение $w(\theta_0, t)\cos(\omega_0 t)$. Учитывая, что $\cos(\omega_0 t) = 0,5(e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t})$, получим:

$$\begin{aligned} U(\theta_0, \omega) &= A \int_{-\infty}^{\infty} w(\theta_0, t) \frac{1}{2}(e^{-j(\omega-\omega_0)t} + e^{-j(\omega+\omega_0)t}) dt = \\ &= \frac{A}{2} \int_{-\infty}^{\infty} w(\theta_0, t) e^{-j(\omega-\omega_0)t} dt + \frac{A}{2} \int_{-\infty}^{\infty} w(\theta_0, t) e^{-j(\omega+\omega_0)t} dt = \\ &= \frac{1}{2} U_m(\theta_0, \omega - \omega_0) + \frac{1}{2} U_m(\theta_0, \omega + \omega_0). \end{aligned} \quad (11)$$

Таким образом, результирующий спектр напряжения представляет собой расщепление спектра огибающей и перенос на частоты ω_0 и $-\omega_0$.

В общем случае акустический речевой сигнал является случайным процессом, следовательно, и диаграммная функция времени $w(\theta_0, t)$, а также мгновенное напряжение на входе приемника $u(\theta_0, t)$, являются случайными. Значит и спектральная плотность (11) будет иметь случайный характер.

Дальнейшая задача заключается в нахождении спектра сигнала, являющегося неслучайной функцией частоты, а именно, спектральной плотности мощности случайного сигнала.

Полагая, что рассматриваемый речевой сигнал является эргодическим случайным процессом, найдем связь спектральной плотности мощности сигнала с текущим спектром случайной реализации сигнала.

Найдем среднюю за время t_1 мощность сигнала [7]:

$$\bar{P}_{t_1} = \frac{1}{\pi t_1} \int_0^{\infty} \frac{|U_{t_1}(\theta_0, \omega)|^2}{R} d\omega. \quad (12)$$

Для стационарного случайного процесса с увеличением времени t_1 мощность стремится к пределу [8]:

$$\bar{P} = \lim_{t_1 \rightarrow \infty} \bar{P}_{t_1} = \int_0^{\infty} \frac{1}{\pi R} \lim_{t_1 \rightarrow \infty} \left(\frac{|U_{t_1}(\theta_0, \omega)|^2}{t_1} \right) d\omega = \int_0^{\infty} G(\omega) d\omega, \quad (13)$$

где $G(\omega) = \frac{1}{\pi R} \lim_{t_1 \rightarrow \infty} \frac{|U_{t_1}(\theta_0, \omega)|^2}{t_1}$ - спектральная плотность мощности.

С учетом (10) и (11) можем записать выражение для спектральной плотности мощности сигнала:

$$G(\omega) = \frac{P_0 G_1 G_2 \lambda_0^2}{(4\pi)^3 r^4} \frac{\sigma_m}{4\pi} \lim_{t_1 \rightarrow \infty} \left(\frac{|W_{t_1}(\theta_0, \omega - \omega_0)|^2}{t_1} \right), \quad (14)$$

где $W_{t_1}(\theta_0, \omega - \omega_0)$ - смещенная на ω_0 спектральная плотность диаграммной функции $w(\theta_0, t)$, наблюдаемой на временном интервале $0..t_1$.

С учетом (14) запишем выражение для средней мощности в виде:

$$\bar{P} = \frac{P_0 G_1 G_2 \lambda_0^2}{(4\pi)^3 r^4} \int_0^\infty \frac{\sigma_m}{4\pi} \lim_{t_1 \rightarrow \infty} \left(\frac{|W_{t_1}(\theta_0, \omega - \omega_0)|^2}{t_1} \right) d\omega. \quad (15)$$

Сравнивая выражение (15) с классическим уравнением радиолокации [6], делаем вывод, что ЭПР объекта выражается формулой:

$$\sigma(\theta_0) = \int_0^\infty \frac{\sigma_m}{4\pi} \lim_{t_1 \rightarrow \infty} \left(\frac{|W_{t_1}(\theta_0, \omega - \omega_0)|^2}{t_1} \right) d\omega. \quad (16)$$

Очевидно, что подынтегральное выражение является спектральной плотностью ЭПР:

$$\hat{\sigma}(\theta_0, \omega) = \frac{\sigma_m}{4\pi} \lim_{t_1 \rightarrow \infty} \left(\frac{|W_{t_1}(\theta_0, \omega - \omega_0)|^2}{t_1} \right). \quad (17)$$

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Для оценки возможностей перехвата акустической речевой информации по каналу ВЧО получено уточненное выражение для временной зависимости ЭПР колеблющегося под воздействием произвольной акустической речевой волны объекта.

2. Получено выражение для расчета спектральной плотности ЭПР, частотная зависимость которой, как видно из анализа выражений (14) и (17), с точностью до некоторого коэффициента совпадает с частотной зависимостью спектральной плотности мощности принимаемого сигнала.

Таким образом, установлено, что изменение ЭПР объекта несет информацию о действующей акустической речевой волне. Это позволяет на основе расчета спектральной плотности ЭПР в заданной октаве рассчитать спектральную плотность мощности и среднюю мощность речевого сигнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лысов А.В. Электромагнитное зондирование акустически возбужденных объектов (радиолокационные системы акустической разведки). СПб.: Медиа-папир. 2020, 678 с.
2. Авдеев В.Б., Катруша А.Н. Методика расчета эффективной площади рассеяния провода на комбинационных частотах, выбирирующего под действием акустической речевой волны // Радиотехника. 2022. т. 86, № 2, С. 58-65.
3. Вакин С.А., Шустов Л.Н. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки, М.: Сов. Радио. 1968, 448 с.
4. Кобак В. О. Радиолокационные отражатели. М.: Сов. Радио, 1975. - 248 с.
5. Драбкин А. Л, Зузенко В. Л, Кислов А. Г. Антенно-фидерные устройства. М.: Сов. Радио, 1974. - 536 с.
6. Сайбелль А.Г. Основы радиолокации. М.: Сов. радио. 1961, 384 с.
7. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь. 1986, 512 с.
8. Харкевич А.А. Спектры и анализ. М.: Гос. изд-во техн.-теоретич. литер. 1957, 236 с.

REFERENCES

1. Lysov A. V. Electromagnetic sounding of acoustically excited objects (acoustic reconnaissance radar systems). St. Petersburg: Media-papir, 2020. - 678 p.

2. Avdeev V.B., Katrusha A.N. Methodology for calculating the effective scattering area of a wire at combination frequencies vibrating under the action of an acoustic speech wave // Radio Engineering. 2022. vol. 86, No. 2, pp. 58-65.
3. Vakin S. A., Shustov L. N. Fundamentals of radio interference and radio intelligence. M.: Sov. Radio, 1968. - 448 p.
4. Kobak V. O. Radar reflectors. M.: Sov. Radio, 1975. - 248 p.
5. Drabkin A. L., Zuzenko V. L., Kislov A. G. Antenna-feeder devices. M.: Sov. Radio, 1974. - 536 p.
6. Saybel A.G. Fundamentals of radar. M.: Sov. radio. 1961, 384 p.
7. Gonorovsky I.S. Radio engineering circuits and signals. M.: Radio and communications. 1986, 512 p.
8. Harkevich A.A. Spectra and analysis. M.: State Publishing House of techn. and theoretical liter. 1957, 236 p.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЫХОДНЫХ СИГНАЛОВ ОПТИМАЛЬНОГО УСТРОЙСТВА РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ СИГНАЛОПОДОБНЫХ ПОМЕХ

Р. В. Антипенский¹, А. А. Волков¹, А. А. Донцов¹, Е. Е. Назаров¹

¹Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (ВУНЦ ВВС «ВВА»), Воронеж, Россия

Аннотация. На основе алгоритма обработки сигналов и помех в радиолокационных станциях (РЛС) проведено моделирование выходных сигналов оптимального устройства при приеме сигналоподобных помех с неточностью в установке основных параметров: начальной частоты, девиации частоты и длительности. С использованием полученной модели проведена оценка влияния отклонений указанных параметров на формируемое радиолокационное изображение (РЛИ). Показано, что наличие неточностей в установке параметров помехи приводит к появлению признаков в выходном сигнале, по которым эту помеху можно обнаружить – снижению уровня, смещению, расширению и изменению формы главного лепестка, а также изменению формы его боковых лепестков. Анализ результатов моделирования показал, что наиболее заметные признаки, позволяющие обнаружить и различить сигналоподобную помеху, содержатся в структуре главного лепестка РЛИ.

Ключевые слова: сигналоподобная помеха, линейная частотная модуляция, точность воспроизведения параметра сигнала, радиолокационная станция.

SIMULATION OF THE OUTPUT SIGNALS OF THE OPTIMAL DEVICE OF THE RADAR STATION UNDER THE INFLUENCE OF SIGNAL-LIKE INTERFERENCE

R. V. Antipensky¹, A. A. Volkov¹, A. A. Dontsov¹, E. E. Nazarov¹

¹Military Educational-Research Centre of Air Force «Air Force Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin» (MERC AF «AFA»), Voronezh, Russia

Abstract. Based on the algorithm for processing signals and interference in radar stations, the output signals of the optimal device were simulated when receiving signal-like interference with an inaccuracy in setting the main parameters: initial frequency, frequency deviation and duration. Using the model obtained, an assessment was made of the influence of deviations of the specified parameters on the generated radar image. It is shown that the presence of inaccuracies in the setting of the interference parameters leads to the appearance of features in the output signal, by which this interference can be detected - a decrease in the level, displacement, expansion and change in the shape of the main lobe, as well as a change in the shape of its side lobes. An analysis of the simulation results showed that the most noticeable features that allow detecting and distinguishing signal-like interference are contained in the structure of the radar image main lobe.

Keywords: signal-like interference, linear frequency modulation, fidelity of signal parameter reproduction, radar station.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в системах разведки широкое применение находят РЛС, устанавливаемые на различные летательные аппараты. Возможности средств данного

типа обеспечивают детальную круглосуточную разведку, не зависящую от погодных условий [1]. Данное обстоятельство обуславливает интерес к исследованию реакций бортовых РЛС на различные помеховые воздействия, что связано с поиском путей противодействия средствам разведки противника.

Современные бортовые РЛС обладают высокой помехозащищенностью к традиционным маскирующим помехам [2]. Перспективной альтернативой таких помех могут стать сигналоподобные помехи [3], позволяющие навязать противнику ложную информацию, ввести его в заблуждение относительно реальной феноцелевой обстановки и сорвать процесс обнаружения цели или снизить пропускную способность системы разведки.

При формировании сигналоподобных помех ключевым вопросом является обеспечение достаточной точности воспроизведения параметров полезного сигнала, при которой система обработки подавляемой РЛС или оператор не смогли бы идентифицировать помеху. Требования к точности воспроизведения параметров сигнала должны определяться предельно допустимыми изменениями выходного сигнала оптимального устройства системы обработки РЛС. В известной литературе [4,5] вопросы, связанные с обоснованием требований к точности воспроизведения параметров сигналоподобных помех, освещены недостаточно.

Цель работы – моделирование выходных сигналов оптимального устройства системы обработки РЛС при воздействии сигналоподобных помех с заданными расстройками основных параметров относительно полезного сигнала.

2. АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И ПОМЕХ В ОПТИМАЛЬНОМ УСТРОЙСТВЕ РЛС

Для получения высокой разрешающей способности по дальности в радиолокации наиболее часто применяются импульсные сложные сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) [6]. Основными параметрами такого сигнала, определяющими характеристики обнаружения РЛС, являются начальная частота, девиация частоты и длительность. Огибающая ЛЧМ сигнала, как правило, имеет прямоугольную или близкую к прямоугольной форму. Математическая модель ЛЧМ сигнала в этом случае имеет вид:

$$s(t) = S_0 (\sigma(t) - \sigma(t-T)) \cos\left(2\pi f_0 t + \pi \frac{f_\delta}{T} t^2 + \varphi_0\right). \quad (1)$$

где t – текущее время; S_0 – амплитуда сигнала; T – длительность сигнала; f_0 – начальная частота; f_δ – девиация частоты; φ_0 – начальная фаза; $\sigma(t)$ – функция Хевисайда.

Система обработки РЛС должна осуществлять согласованную фильтрацию входного сигнала [6]. Для этого предварительно на основе действительного сигнала (1) при помощи квадратурного преобразования формируется комплексная огибающая [7]:

$$\dot{s}(t) = S_0 (\sigma(t) - \sigma(t-T)) e^{j\left(\frac{\pi f_\delta}{T} t^2 + \varphi_0\right)}. \quad (2)$$

Далее оптимальное устройство осуществляет преобразование вида [8]:

$$J_s(\tau) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{s}(t+\tau) \dot{H}(t) dt \right|. \quad (3)$$

где $\dot{H}(t)$ – опорная функция (сигнал); τ – машинное время. Функция $J_s(\tau)$ является выходным сигналом линейной части системы обработки РЛС, представляет собой РЛИ цели и определяет характеристики ее обнаружения.

Опорная функция с точностью до амплитуды и начальной фазы повторяет комплексно-сопряжённую огибающую полезного сигнала:

$$\dot{H}(t) = H_0(\sigma(t) - \sigma(t-T)) e^{-j\pi \frac{f_\delta}{T} t^2}. \quad (4)$$

где H_0 – размерный коэффициент.

Сигналоподобная помеха в общем случае имеет такую же структуру, как и полезный сигнал, но с отличающимися частотно-временными параметрами:

$$s_{\text{СПП}}(t) = S_0(\sigma(t) - \sigma(t-(T+\Delta T))) \cos\left(2\pi(f_0 + \Delta f_0)t + \pi \frac{f_\delta + \Delta f_\delta}{T} t^2 + \varphi_0\right). \quad (5)$$

где Δf_0 , Δf_δ , ΔT – отклонения, соответственно, начальной частоты, девиации частоты и длительности от значений параметров полезного сигнала.

Помехи, попавшие во входной тракт РЛС, обрабатываются также, как и полезный сигнал. При приеме сигналоподобной помехи (5) квадратурный детектор сформирует огибающую:

$$\dot{S}_{\text{СПП}}(t) = S_0(\sigma(t) - \sigma(t-(T+\Delta T))) e^{j(2\pi\Delta f_0 t + \pi \frac{f_\delta + \Delta f_\delta}{T} t^2 + \varphi_0)}, \quad (6)$$

А на выходе оптимального устройства появится сигнал ложной цели:

$$J_S \text{ СПП}(\tau) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_{\text{СПП}}(t+\tau) \dot{H}(t) dt \right|, \quad (7)$$

Из (6) видно, что особенностью системы обработки с квадратурным преобразованием является независимость комплексной огибающей и, следовательно, формируемого РЛИ от начальной частоты принятого ЛЧМ сигнала.

3. ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ НЕТОЧНОСТЕЙ В УСТАНОВКЕ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОПОДОБНОЙ ПОМЕХИ НА ВЫХОДНОЙ СИГНАЛ ОПТИМАЛЬНОГО УСТРОЙСТВА

Моделирование проводилось в программной среде MathCAD. Для улучшения понимания физики процесса рассмотрены три помехи с расстройкой по одному из параметров. Два других параметра считались точно настроенными.

При наличии только неточности в установке начальной частоты ($\Delta f_\delta = 0$, $\Delta T = 0$) квадратурный преобразователь сформирует сигнал:

$$\dot{S}_{\text{СПП}}(t) = S_0(\sigma(t) - \sigma(t-T)) e^{j(2\pi\Delta f_0 t + \pi \frac{f_\delta}{T} t^2 + \varphi_0)}. \quad (8)$$

На рисунке 1 показаны графики нормированных РЛИ, рассчитанных по формуле (7) для сигнала (8), при различных значениях отношения $\Delta f_0/f_\delta$ и различных значениях базы имитируемого ЛЧМ сигнала $B = f_\delta T$. Графики нормированы к величине $J_{S \text{ СПП max}} = J_S \text{ СПП}(0) = S_0 H_0 T$.

Из графиков на рисунке 1 видно, что неточность в установке начальной частоты сигналоподобной помехи приводит к снижению уровня, смещению и расширению главного лепестка выходного сигнала оптимального устройства и изменению формы его боковых лепестков. При равных длительностях сигналов система обработки, сопряженная с более широкополосным сигналом (с большей базой), оказывается менее чувствительной к абсолютному отклонению начальной частоты сигналоподобной помехи.

Предельно допустимую ошибку в установке начальной частоты сигналоподобной помехи определяет длительность сигнала и ширина его спектра (база). При приближении Δf_0 к f_δ снизу РЛИ претерпевает все более сильные искажения формы,

смещение и ширина главного лепестка увеличиваются, а его пиковое значение снижается. При $\Delta f_0 \geq f_\delta$ и $B \geq 50$ пиковый уровень РЛИ падает более чем в 10 раз.

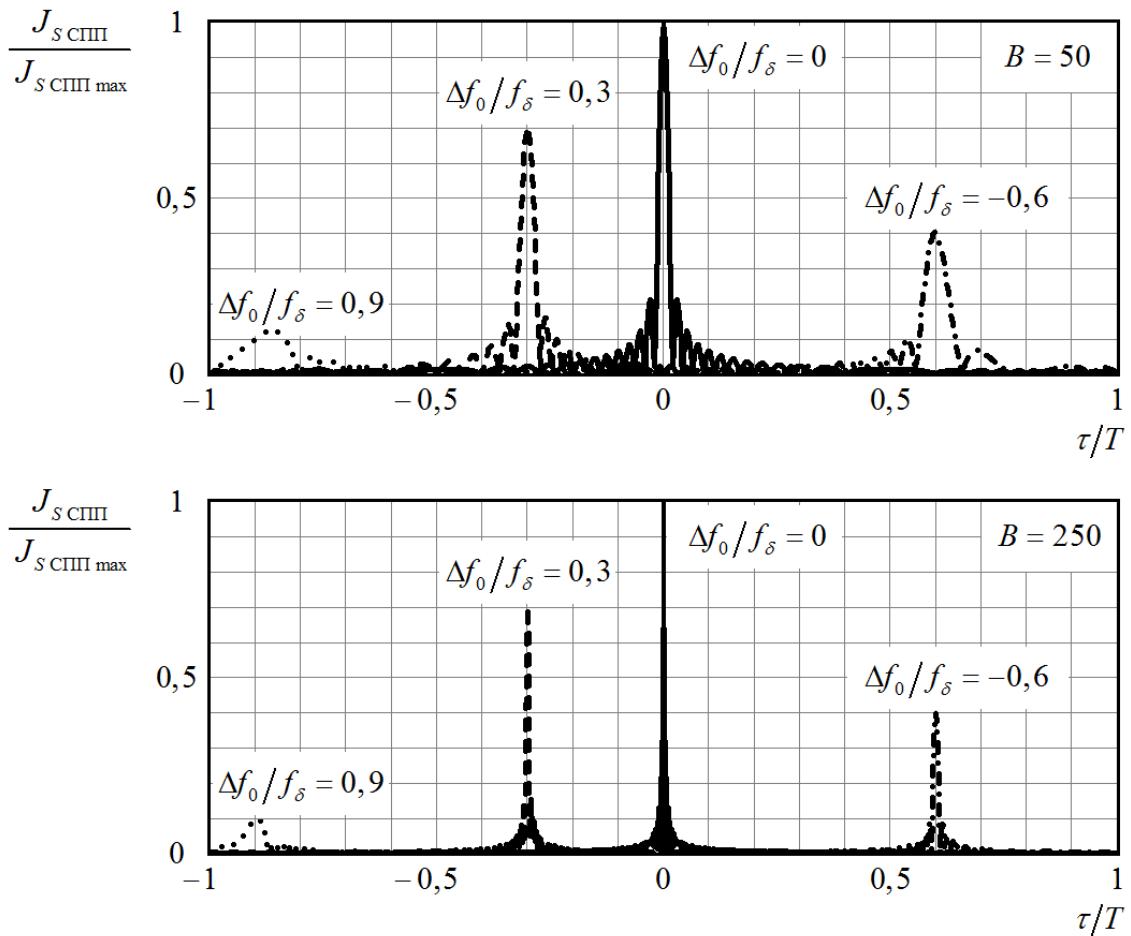


Рис. 1. Выходные сигналы оптимального устройства при приеме сигналоподобных помех с неточностью в установке начальной частоты.

Поведение выходного сигнала оптимального устройства РЛС при приеме сигналоподобной помехи, начальная частота которой установлена с погрешностью, такое же, как при приеме полезного сигнала с доплеровским частотным сдвигом [8] или с линейными фазовыми искажениями [9].

При наличии только неточности в установке девиации частоты ($\Delta f_0 = 0$, $\Delta T = 0$) квадратурный преобразователь сформирует сигнал:

$$\dot{S}_{\text{ CPP}}(t) = S_0 (\sigma(t) - \sigma(t-T)) e^{j\left(\frac{\pi(f_\delta + \Delta f_\delta)t^2}{T} + \varphi_0\right)}. \quad (9)$$

На рисунке 2 показаны графики нормированных РЛИ, рассчитанных по формуле (7) для сигнала (9), при различных значениях отношения $\Delta f_\delta / f_\delta$ и различных значениях базы имитируемого ЛЧМ сигнала

Из графиков на рисунке 2 видно, что неточность в установке девиации частоты сигналоподобной помехи приводит к снижению уровня, смещению максимума и изменению формы главного и боковых лепестков выходного сигнала системы обработки РЛС. Уже при небольших отклонениях РЛИ претерпевает значительную деформацию, которая проявляется тем сильнее, чем больше база сигнала. При больших отклонениях девиации частоты форма выходного сигнала претерпевает существенные

изменения: РЛИ содержит несколько максимумов примерно одинакового уровня. Уровни этих максимумов тем ниже, чем выше ошибка в установке девиации частоты и чем больше база имитируемого сигнала.

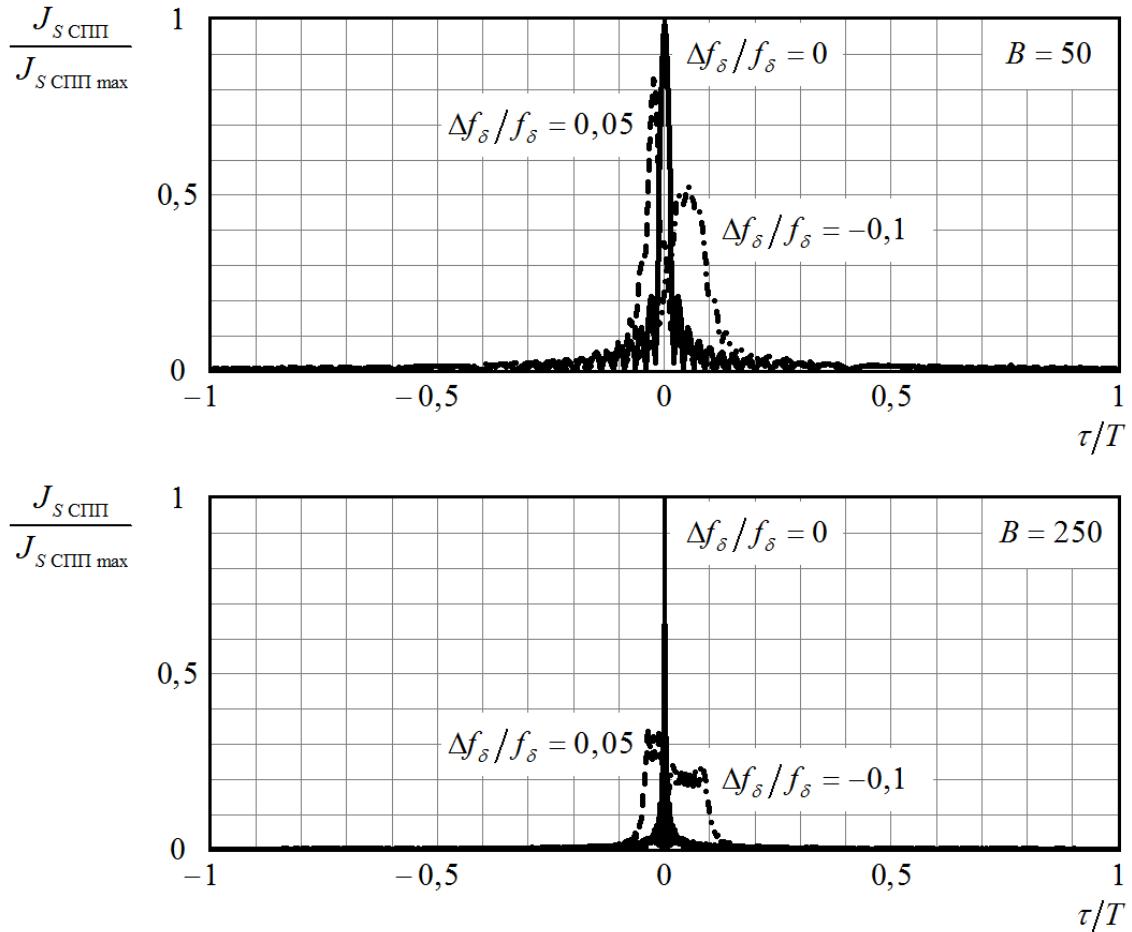


Рис. 2. Выходные сигналы оптимального устройства при приеме сигналоподобных помех с неточностью в установке девиации частоты.

Поведение выходного сигнала оптимального устройства РЛС при приеме сигналоподобной помехи, девиация частоты которой установлена с погрешностью, такое же, как при приеме полезного сигнала с квадратичными фазовыми искажениями [9]. Наличие в РЛС устройств (алгоритмов) автофокусировки может привести к снижению эффективности различения ложных и реальных целей при воздействии сигналоподобных помех.

При наличии только неточности в установке длительности ($\Delta f_0 = 0$, $\Delta f_\delta = 0$) квадратурный преобразователь сформирует сигнал:

$$\dot{S}_{\text{СПП}}(t) = S_0 \left(\sigma(t) - \sigma(t - (T + \Delta T)) \right) e^{j\left(\frac{\pi f_\delta}{T} t^2 + \varphi_0\right)}. \quad (10)$$

Графический анализ нормированных РЛИ, построенных по формуле (7) для сигнала (10), показал, что реакция оптимального устройства на сигналоподобную помеху зависит от знака ΔT . При $\Delta T > 0$ длительность помехи превышает длительность опорного сигнала. В этом случае форма главного лепестка РЛИ, его уровень и ширина не меняются. Смещение главного лепестка по оси машинного времени отсутствует. Структура ближних боковых лепестков при этом изменяется незначительно. Сильные изменения наблюдаются в структуре дальних боковых

лепестков РЛИ. В реальных условиях эти изменения заметны не будут из-за наложения на РЛИ шумов.

При $\Delta T < 0$ длительность помехи меньше длительности опорного сигнала. Для этого случая графики нормированных РЛИ показаны на рисунке 3. Из графиков видно, что отрицательная неточность в установке длительности сигналоподобной помехи приводит к снижению уровня и расширению главного и боковых лепестков выходного сигнала оптимального устройства. При этом смещение РЛИ по оси машинного времени отсутствует. Относительное снижение уровня и расширение главного лепестка не зависят от базы сигнала.

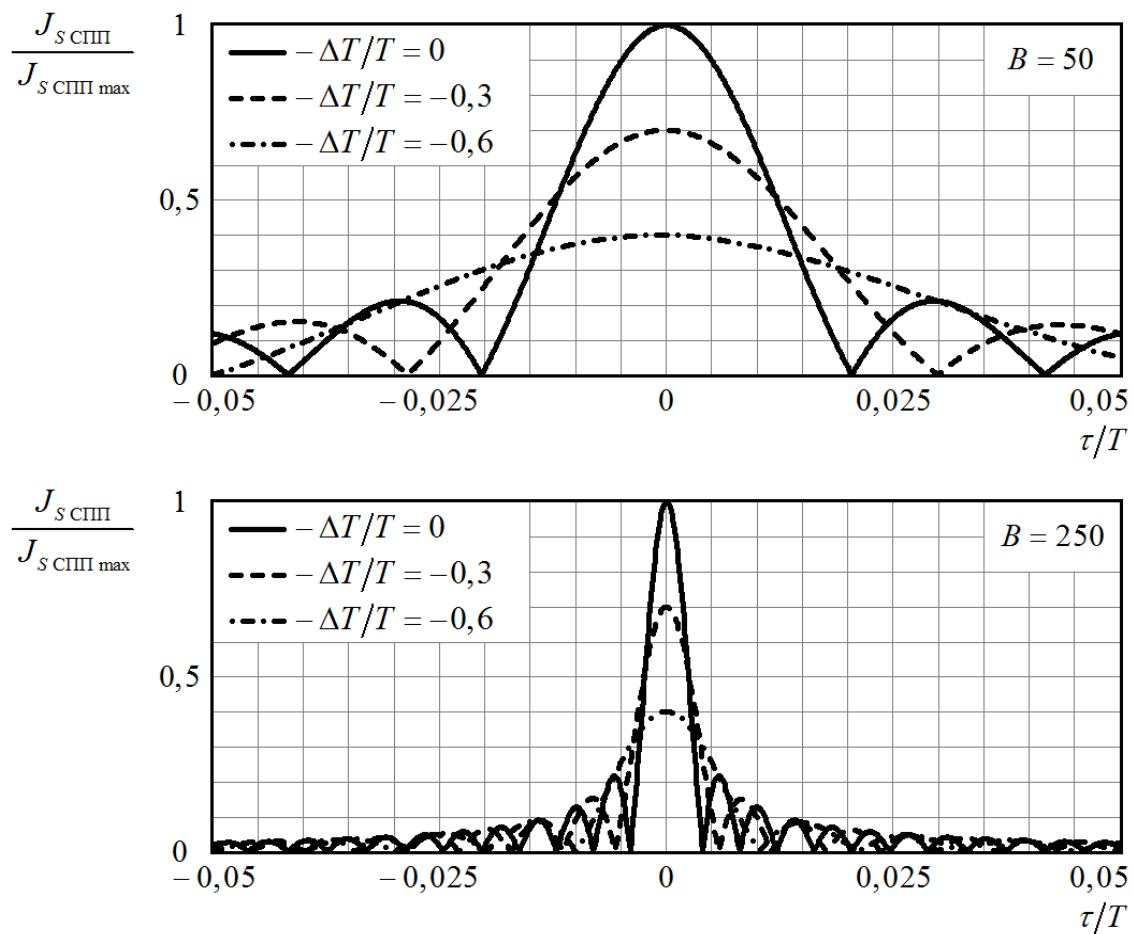


Рис. 3. Выходные сигналы оптимального устройства при приеме сигналоподобных помех с уменьшенной длительностью.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, исследовано влияния сигналоподобных помех на выходной сигнал оптимального устройства РЛС. Рассмотрены случаи приема сигналоподобных помех с неточностью в установке начальной частоты, девиации частоты и длительности импульса. Проведено моделирование, в результате которого установлено, что наличие неточностей в установке параметров помехи приводит к появлению признаков в РЛИ, по которым ее можно обнаружить – снижению уровня, смещению, расширению и изменению формы главного лепестка. Анализ результатов моделирования процессов воздействия сигналоподобных помех, параметры которых отличаются от параметров полезного сигнала, показал, что наиболее заметные признаки, позволяющие обнаружить и различить сигналоподобную помеху, содержатся в форме главного лепестка РЛИ. При

малых расстройках частотно временных параметров помехи изменения формы РЛИ заключаются в снижении пикового значения и смещении главного максимума РЛИ. Изменения в структуре боковых лепестков, особенно дальних, в реальных условиях оказываются не информативными из-за наложения шумов. При задании предельно допустимых отклонений координат главного максимума РЛИ можно определить требуемые точности в установке параметров сигналоподобных помех.

ЛИТЕРАТУРА

1. Антипов В. Н., Меркулов В. И., Самарин О. Ф., Чернов В. С. Основные направления развития авиационных бортовых РЛС // Успехи современной радиоэлектроники, 2009, № 10. С. 7–28.
2. Радиоэлектронная борьба. Силовое поражение радиоэлектронных систем / Добыкин В. Д., Куприянов А. И., Пономарев В. Г., Шустов Л. Н. М.: Вузовская книга, 2007. – 468 с.
3. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития / Под. ред. А.И. Канащенко и В.И. Меркулова. М.: Радиотехника, 2003. – 416 с.
4. Вакин С. А., Шустов Л. Н. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки. М.: Советское радио, 1968. – 448 с.
5. Куприянов А. И. Радиоэлектронная борьба. М.: Вузовская книга, 2013. – 360 с.
6. Теоретические основы радиолокации / Под ред. В. Е. Дулевича. М.: Советское радио, 1978. – 608 с.
7. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны / Под ред. В. Т. Горяинова. М.: Радио и связь, 1988. – 304 с.
8. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. М.: Советское радио, 1971. – 568 с.
9. Кондратенков Г. С., Фролов А. Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.

REFERENCES

1. Antipov V. N., Merkulov V. I., Samarin, O. F., Chernov, V. S. The main directions of development of airborne radars // Successes of modern radio electronics, 2009, No. 10. – Pp. 7–28.
2. Electronic warfare. Force defeat of radio-electronic systems / Dobykin V. D., Kupriyanov A. I., Ponomarev V. G., Shustov L. N. M.: Vuzovskaya kniga, 2007. – 468 p.
3. Protection of radar systems from interference. Status and development trends / Ed. by A. I. Kanashchenkov and V. I. Merkulov. M.: Radio engineering, 2003. – 416 p.
4. Vakin S. A., Shustov L. N. Fundamentals of radio countermeasures and radio intelligence. M.: Soviet radio, 1968. – 448 p.
5. Kupriyanov A. I. Electronic warfare. M.: Vuzovskaya kniga, 2013. – 360 p.
6. Theoretical Foundations of Radar / Ed. by V. E. Dulevich. M.: Soviet radio, 1978. – 608 p.
7. Radar Stations with Digital Synthesis of Antenna Aperture / Ed. by V. T. Goryainova. M.: Radio and communication, 1988. – 304 p.
8. Cook Ch., Bernfeld M. Radar signals. M.: Soviet radio, 1971. – 568 p.
9. Kondratenkov G. S., Frolov A. Yu. Radio vision. Radar systems for remote sensing of the Earth. M.: Radio engineering, 2005. – 368 p.

МОДЕЛЬ ОЦЕНКИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ МОДИФИЦИРОВАННОЙ ШУМОВОЙ ПОМЕХИ

Е.Р. Антипенский

Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (ВУНЦ ВВС «ВВА»), Воронеж,
Российская Федерация

Аннотация. Разработана модель оценки помехоустойчивости канала передачи данных в условиях воздействия модифицированной шумовой помехи, позволяющая исследовать процесс воздействия шумовыми помехами с уменьшенным значением пикфактора при заданных статистических характеристиках.

Ключевые слова: канал передачи данных; помехоустойчивость канала передачи данных; шумовая помеха.

MODEL FOR ASSESSING THE INTERFERENCE IMMUNITY OF A TRANSMISSION CHANNEL DATA UNDER EXPOSURE TO MODIFIED NOISE INTERFERENCE

E.R. Antipensky

Military Educational and Scientific Center of the Air Force «Air Force Academy named after Professor N. E. Zhukovskiu and Y. A. Gagarin» (MESC AF «AFA»), Voronezh, Russian Federation

Abstract. A model for assessing the noise immunity of a transmission channel has been developed data under the influence of modified noise interference, which makes it possible to study the process of exposure to noise interference with a reduced value of the crest factor for given statistical characteristics.

Keywords: data transmission channel; noise immunity of the data transmission channel; noise interference.

1. ВВЕДЕНИЕ

Одним из способов воздействия на канал передачи данных беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) является применение шумовых помех, формирование и излучение которых не вызывает технических трудностей. При этом достаточно важными являются вопросы снижения энергозатрат, уменьшения массогабаритных показателей передатчиков помех с целью их установки на мобильные средства доставки в зону радиоподавления, в том числе и с помощью БПЛА. Для решения этих задач необходимо снижать пикфактор генераторов помех – как известно увеличение этого параметра негативно сказывается на сложности конструкции высокочастотного тракта от усилителей до антенны, ведет к снижению КПД аппаратуры радиопомех, к увеличению нелинейных искажений. Решение задачи формирования шумовых помех с уменьшенными значениями пикфактора возможно путем их формирования с ограничением по амплитуде при заданных статистических характеристиках. Эти вопросы в известных источниках рассмотрены недостаточно полно, что и определяет актуальность данной работы.

Цель работы – разработка модели оценки помехоустойчивости канала передачи данных в условиях воздействия модифицированной шумовой помехи в интересах снижения пикфактора.

2. РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ ОЦЕНКИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Анализ военных конфликтов последних лет, показывает, что в настоящее время широко используются для выполнения различных задач следующие типовые БпЛА [1]: RQ-11 Raven, Bird Eye-400, Skylark 2-HR, Dragon Eye, Luna, Puma-AE, RQ-16 T-Hawk, MQ-1C Gray Eagle, а также коммерческие малоразмерные БпЛА, в частности фирмы-производителя DJI [2-4]. Последний вид БпЛА ввиду своей низкой стоимости и общедоступности имеет широкий спектр применения, и как следствие, представляет несомненный интерес для разработки перспективных способов подавления канала передачи данных.

Для управления рассматриваемых БпЛА и передачи с них разведывательных данных как правило используется дуплексный канал управления и передачи данных в пределах прямой видимости с частотным или временным разделением линий приема и передачи.

На рисунке 1 представлена структурная схема противодействия БпЛА на основе воздействия на канал передачи данных шумовыми помехами.

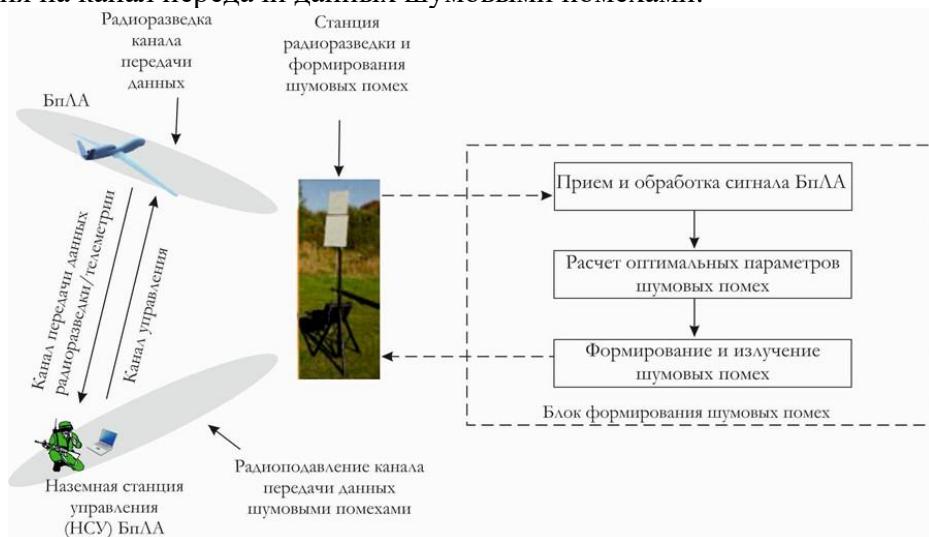


Рис. 1. Структурная схема противодействия БпЛА шумовыми помехами.

Типичным представителем БпЛА является комплекс MQ-1C Gray Eagle (США), который и рассматривается в данной работе. Для управления БпЛА и передачи разведывательных данных используется дуплексный первичный канал управления и передачи данных в пределах прямой видимости с временным разделением линий приема и передачи в S-диапазоне с модуляцией 64 QAM (квадратурная амплитудная модуляция). Изображение с камеры БпЛА в формате аналогового PAL подвергается компрессии в формат MPEG-2 и по стандартам цифрового телевидения DVB-T (или Wi-Fi в коммерческих БпЛА) передается по обратному каналу на наземную станцию управления (НСУ) [1]. Авторами разработана модель процесса радиоподавления канала передачи данных БпЛА [5], в которой реализовано выполнение следующих процедур:

- компрессия исходного изображения JPEG в формат MPEG-2;
- кодирование кодом Рида-Соломона с параметрами RS(204, 188,t=8), сверточным кодом с выкалыванием;
- формирование транспортных пакетов в формате DVB-T;
- модуляция данных 64 QAM;

- модуляция данных OFDM (ортогональное частотное мультиплексирование);
- передача по радиоканалу с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ);
- формирование и излучение шумовой помехи;
- прием аддитивной смеси сигнала БПЛА и шумовой помехи;
- демодуляция OFDM, нормирование сигнала;
- демодуляция 64 QAM;
- распаковка данных из транспортных пакетов DVB-T;
- декодирование и декомпрессия MPEG-2 в изображение формата JPG;
- оценка эффективности воздействия помехи и искажений изображения.

На сигнальном уровне в модели [5] используется OFDM сигнал, математическое выражение которого представляется в виде [6]:

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ \exp(j2\pi f_c t) \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{67} \sum_{k=0}^{K_{sub}-1} c_{m,l,k} \psi_{m,l,k}(t) \right\}, \quad (1)$$

где

$$\psi_{m,l,k}(t) = \begin{cases} \exp \left[j2\pi \frac{k'}{T_u} (t - \Delta - lT_s - 68mT_s) \right], & t \in [(l+68m)T_s; (l+68m+1)T_s]; \\ 0, & t \notin [(l+68m)T_s; (l+68m+1)T_s]; \end{cases} \quad (2)$$

k - номер поднесущей, K_{sub} – количество поднесущих OFDM сигнала; l - номер OFDM символа; m - номер фрейма (каждый фрейм состоит из 68 OFDM символов); $T_s = T_u + \Delta$ - длительность OFDM символа (полезная часть и защитный интервал), $k' = k(K_{sub}-1)/2$ - индекс поднесущей относительно номера центральной поднесущей; $c_{m,l,k}$ - нормированный символ модуляции; f_c - центральная частота радиосигнала.

Для моделирования шумовой помехи, перекрывающей по спектру радиосигнал БПЛА, используется следующее выражение:

$$S_{uu}(t) = Rnorm(Nt, \mu, \sigma), \quad (3)$$

где $Rnorm$ – функция генерации вектора случайных чисел (временных отсчетов) с равномерной спектральной плотностью мощности и нормальным (гауссовским) распределением временных значений системы MathCAD [7] с параметрами Nt – число отсчетов, μ - математическое ожидание, σ – среднеквадратическое отклонение. Число отсчетов шумовой помехи выбирается таким образом, чтобы перекрыть с запасом длительность моделируемого фрагмента OFDM сигнала (для выполнения расчетов выбрано значение $Nt=2080$).

В целях уменьшения пикфактора передающей аппаратуры реализуем ограничение амплитудных выбросов шумовой помехи прямым и инверсным способами. В первом случае все амплитудные отсчеты, превышающие заданный порог, установим равными пороговому значению, с помощью условной функции вида:

$$y(x) = f \begin{cases} c1 \leq x \leq c2, \\ d1, \\ d2 \end{cases}, \quad (4)$$

где $c1, c2$ – значения переменной x , определяющие границы условия; $d1$ – значение, принимаемое функцией при выполнении условия; $d2$ – значение, принимаемое

функцией при невыполнении условия, алгоритм этого ограничения можно представить выражением:

$$S1_{uu}(t) = \begin{cases} |S_{uu}(t)| \geq Z_{nop}, \\ sign(S_{uu}(t)) \cdot Z_{nop}, \\ S_{uu}(t) \end{cases}, \quad (5)$$

где Z_{nop} - заданный пороговый уровень амплитудных ограничения шумовой помехи. На рисунке 2 представлены результаты моделирования шумовой помехи без ограничения и с ограничением амплитуды по уровню 1 в соответствии с выражением (5).

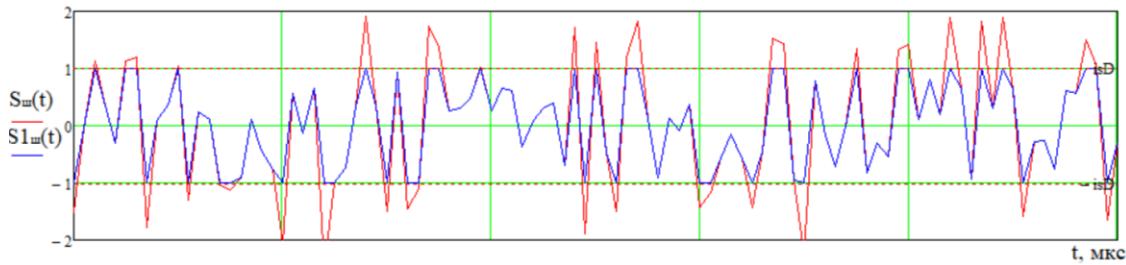
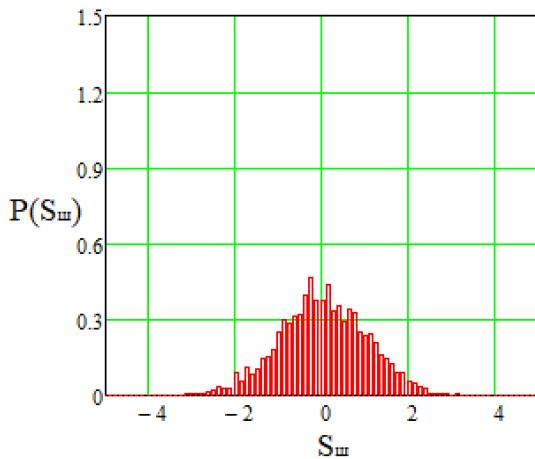


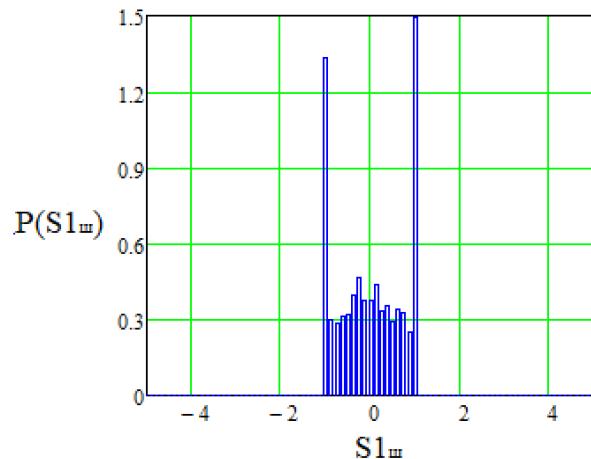
Рис. 2. Временная реализация шумовой помехи без ограничения $S_{uu}(t)$ и с ограничением $S1_{uu}(t)$ амплитуды по уровню 1 в соответствии с выражением (5).

На рисунке 3 показаны плотности распределений (гистограммы) временных отсчетов шумовой помехи без ограничения (а) и с ограничением амплитуды по уровню 1 (б), из которых видно, что ограничение амплитудных отсчетов помехи по уровню 1 дает значительные всплески плотности распределений на значениях 1, -1. Этот характерный признак может быть определен противником и возможно принятие мер помехозащиты для нейтрализации воздействия помехи. Поэтому с целью уменьшения таких всплесков предлагается алгоритм амплитудных ограничений помехи, в соответствии с которым при превышении порога ограничения амплитуда временного отсчета не остается на уровне порога, а вычисляется как разность двойного порога минус текущее значение:

$$S2_{uu}(t) = \begin{cases} |S_{uu}(t)| \geq Z_{nop}, \\ 2 \cdot sign(S_{uu}(t)) \cdot Z_{nop} - S_{uu}(t), \\ S_{uu}(t) \end{cases}. \quad (6)$$



(а)



(б)

Рис. 3. Плотности распределений (гистограммы) временных отсчетов шумовой помехи без ограничения (а) и с ограничением амплитуды по уровню 1 (б)

На рисунке 4 представлены результаты моделирования шумовой помехи без ограничения и с ограничением амплитуды в соответствии с выражением (6), из которого видно уменьшение (инверсия) амплитудных выбросов.

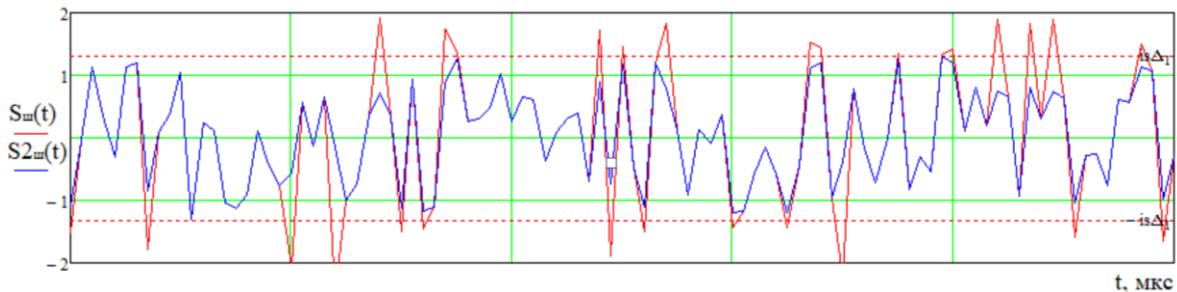


Рис. 4. Временная реализация шумовой помехи без ограничения $S_u(t)$ и с ограничением $S_{2u}(t)$ амплитуды в соответствии с выражением (6).

На рисунке 5 показаны плотности распределений (гистограммы) временных отсчетов шумовой помехи без ограничения (а) и с ограничением амплитуды по алгоритму 6 (б), из которых видно, что значительные всплески плотности распределения шумовой помехи уже отсутствуют. Как известно, пикфактор (PAR – peak-to-average ratio) определяется как отношение максимальной (пиковой) мгновенной мощности сигнала к его средней мощности, в соответствии с которым для N дискретизированных отсчетов помехи использовано следующее выражение для расчета пикфактора:

$$PAR[S_u(t)] = \frac{\text{Max}(S_u(t)^2)}{\frac{1}{N} \cdot \sum S_u(t)^2}. \quad (7)$$

При этом пикфактор АБГШ, рассчитанный в соответствии с выражением (7) для параметров генератора (математическое ожидание 0, среднеквадратичное отклонение 0,2), принимает значение для различных реализаций помехи в диапазоне 10-15, в то время как модифицированная шумовая помеха имеет диапазон пикфактора 5-8, что дает весомое преимущество в использовании энергетического потенциала передатчика помех.

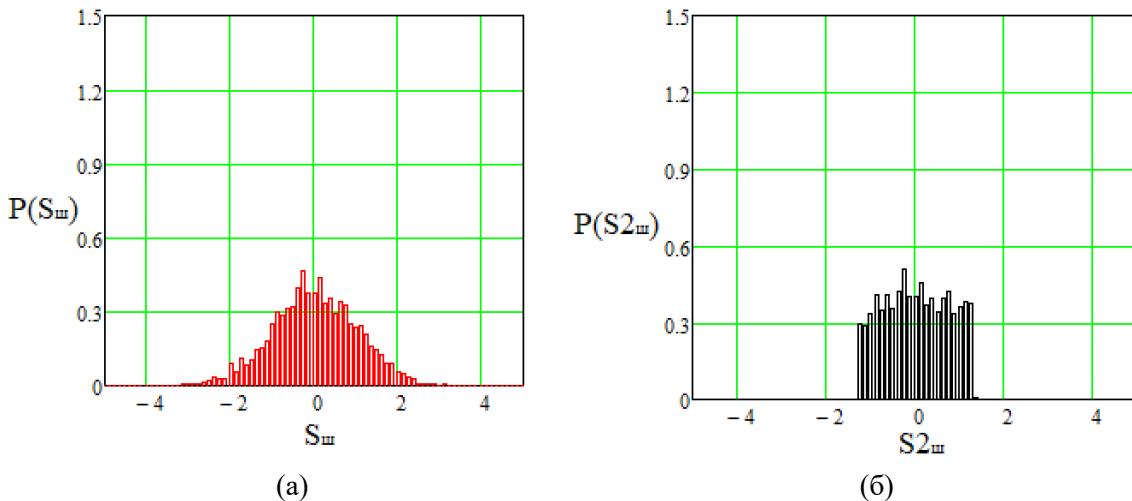


Рис. 5. Плотности распределений (гистограммы) временных отсчетов шумовой помехи без ограничения (а) и с ограничением амплитуды по алгоритму 6 (б)

3. ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ВОЗДЕЙСТВИЯ ШУМОВЫМИ ПОМЕХАМИ

На рисунке 6 представлены результаты оценки функционирования канала передачи данных с БПЛА в условиях помехового воздействия в виде аддитивного белого гауссова шума АБГШ (маркер «звезда») и в условиях воздействия модифицированной шумовой помехи (маркер «круг»), в виде зависимостей вероятности битовой ошибки (P_b) от отношения сигнал шум (SNR) в логарифмическом масштабе для сигнала канала передачи данных БПЛА с модуляцией OFDM 64 QAM.

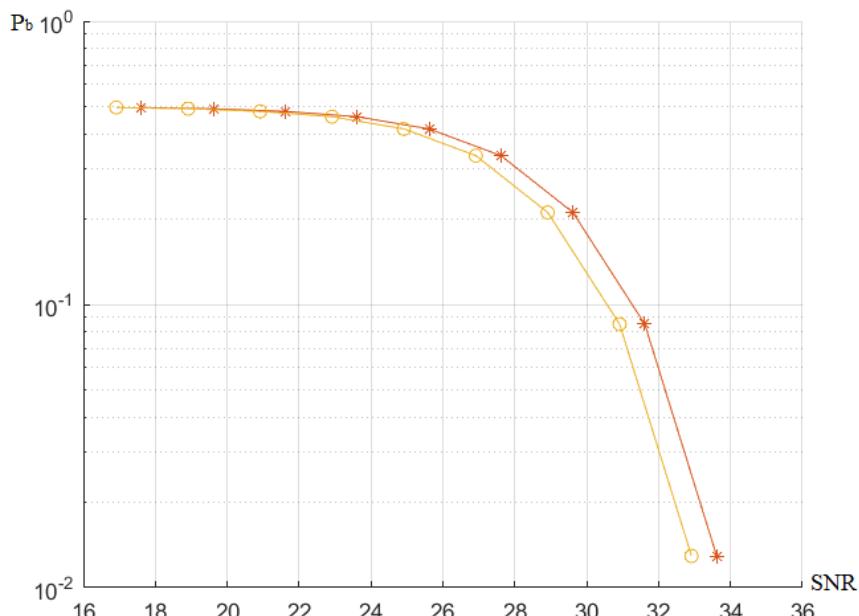


Рис. 6. Результаты оценки функционирования канала передачи данных БПЛА в условиях воздействия АБГШ и модифицированной шумовой помехи

Анализ полученных зависимостей показывает, что вероятности битовых ошибок при воздействии на сигнал БПЛА помехи АБГШ и модифицированной шумовой помехи имеют близкие, практически одинаковые значения. При этом модифицированная шумовая помеха имеет меньшее значение пикфактора по сравнению с помехой в виде АБГШ.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, разработана модель модифицированной шумовой помехи, отличающаяся процедурами амплитудного ограничения с фиксированным и инверсным от текущего значения порогом, позволяющая исследовать помехоустойчивость канала передачи данных, производить оценку эффективности мешающего воздействия с расчетом пик-фактора помеховых воздействий.

ЛИТЕРАТУРА

1. Макаренко С.И. Противодействие беспилотным летательным аппаратам. Монография. – СПб.: Наукомкие технологии, 2020. – 204 С.
2. Афонин И. Е., Макаренко С. И., Петров С. В., Привалов А. А. Анализ опыта боевого применения групп беспилотных летательных аппаратов для поражения зенитно-ракетных комплексов системы противовоздушной обороны в военных конфликтах в Сирии, в Ливии и в Нагорном Карабахе // Системы управления, связи и безопасности. 2020. № 4. С. 163-191. DOI: 10.24411/2410-9916-2020- 10406.

3. Федутинов Д. Беспилотники в сирийском конфликте [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://russiancouncil.ru/analytics-and-comments/analytics/bespilotniki-v-siriyskom-konflikte/> (дата обращения 1.06.2021 г.)
4. Литовкин Д. Использование ударных дронов в Идлибе: какие выводы может сделать Россия [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://tass.ru/opinions/7990777> (дата обращения 1.06.2021 г.)
5. Донцов А.А., Антипенский Е.Р. Информационно-аналитическая модель функционирования подсистемы радиоподавления канала передачи данных БПЛА сигналоподобной помехой. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2022665473 Зарег. 17.08.2022 г.
6. Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / Под ред. А.М.Рембовского. – 3-е изд., перераб. и доп. – М: Горячая линия – Телеком, 2012. – 640 С.
7. Кирьянов Д.В. Mathcad 15 / Mathcad Prime 1.0. –СПб: БХВ-Петербург, 2012. – 432 с.

REFERENCES

1. Makarenko S.I. Countermeasures against unmanned aerial vehicles. Monograph. - St. Petersburg: Science-intensive technologies, 2020. - 204 p.
2. Afonin I. E., Makarenko S. I., Petrov S. V., Privalov A. A. Analysis of the experience of combat use of groups of unmanned aerial vehicles to destroy anti-aircraft missile systems of the air defense system in military conflicts in Syria, Libya and in Nagorno-Karabakh // Control Systems, Communications and Security. 2020. No. 4. S. 163-191. DOI: 10.24411/2410-9916-2020-10406.
3. Fedutinov D. Drones in the Syrian conflict [Electronic resource]. Access mode: <https://russiancouncil.ru/analytics-and-comments/analytics/bespilotniki-v-siriyskom-konflikte/> (Accessed 1.06.2021)
4. Litovkin D. The use of shock drones in Idlib: what conclusions can Russia draw [Electronic resource]. Access mode: <https://tass.ru/opinions/7990777> (date of access 1.06.2021)
5. Dontsov A.A., Antipensky E.R. Information-analytical model of the functioning of the subsystem of radio suppression of the UAV data transmission channel by signal-like interference. Certificate of state registration of the computer program No. 2022665473 Registered. 08/17/2022
6. Rembovsky A.M., Ashikhmin A.V., Kozmin V.A. Radio monitoring: tasks, methods, means / Ed. A.M. Rembovsky. - 3rd ed., revised. and additional - M: Hotline - Telecom, 2012. - 640 p.
7. Kiryanov D.V. Mathcad 15 / Mathcad Prime 1.0. - St. Petersburg: BHV-Petersburg, 2012. - 432 p.

ОБЗОР СОВРЕМЕННЫХ И ПЕРСПЕКТИВНЫХ ЗАРУБЕЖНЫХ СРЕДСТВ БОРЬБЫ С БВС

И. А. Байгутлина¹, Е. Ф. Гетманская², А. В. Грознов², А. Б. Давыдов², А. Ю. Дыбля²

¹ООО «ДЮСО-Системс», Москва, Россия

²ООО «Инновационные технологии и решения», Москва, Россия

Аннотация. Рассмотрены основные технологии и средства борьбы с беспилотными воздушными судами. Показаны варианты комплексов для противодействия роям дронов.

Ключевые слова: антидрон, подавление, беспилотный летательный аппарат, беспилотное воздушное судно, беспилотная авиационная система, дрон, БАС, БВС, UAV, C-UAV

OVERVIEW OF MODERN AND PROMISING FOREIGN MEANS OF UAV COMBATING

I. A. Baygutlina , E. F. Getmanskaya, A. V. Groznov, A. B. Davydov, A. J. Dyblya

¹DUSO-Systems LLC, Moscow, Russia

²«Innovative technologies and solutions» Ltd., Moscow, Russia

Abstract. The main technologies and means of combating unmanned aerial vehicles are considered. Variants of complexes for counteracting swarms of drones are shown.

Keywords: anti-drone, suppression, unmanned aerial vehicle, unmanned aerial system, drone, UAS, UAV, C-UAV

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в странах, где разрабатываются беспилотные авиационные системы (БАС), активно ведутся и работы по противодействию угрозам, исходящим от них [1-4]. Если обобщить сведения об имеющихся и перспективных технологических решениях, то к способам защиты относят:

- превентивно-профилактические ограничения на полеты беспилотных воздушных судов (БВС);
- обнаружение и распознавание (идентификацию) БВС;
- локализацию беспилотного аппарата и его оператора;
- нейтрализацию (прекращение функционирования) БВС.

В число основных способов нейтрализации БВС входят:

- зенитно-ракетный;
- акустический;
- лазерный;
- с использованием специальных сетей для «отлова» БВС;
- с применением систем радиоэлектронной борьбы (РЭБ) и, прежде всего, средств радиоэлектронного подавления (РЭП);
- микроволновый (электромагнитное оружие).

Если на начальном этапе появления задачи противодействия БВС (в начале 2000-х годов), она решалась исключительно средствами поражения зенитно-ракетных комплексов (ЗРК) противовоздушной обороны (ПВО), то в настоящее время специалисты осознали, что прямое отражение массированного налета БВС средствами ЗРК ПВО, во-первых, неоправданно экономически из-за использования дорогостоящих

ракет по большому числу относительно дешевых БВС [5-7], а во-вторых, это ведет к быстрому исчерпанию боевого ресурса ЗРК и последующей их неспособности отразить удар уже пилотируемой авиации, а также крылатых ракет высокоточного оружия (ВТО). В связи с этим, в настоящее время широко исследуются дополнительные способы противодействия БВС (рисунок 1), в том числе такие, как применение средств РЭП [8], а также средств направленного излучения энергии – лазерного оружия.



Рис. 1. Различные типы антидронов

2. ОСНОВНЫЕ МЕТОДЫ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ

Основные методы противодействия (рисунок 2) можно условно разделить на контактные и бесконтактные.



Рис. 2. Основные методы противодействия

Одним из направлений противодействия БВС является применение средств РЭП, ресурс которых практически неограничен при наличии внешнего питания. При этом средства РЭП могут применяться одним из нескольких способов или их комбинацией [9]:

- подавление или навязывание ложных режимов работы командной радиолинии управления (КРУ) и радиолиниям передачи данных БВС;
- подавление или навязывание ложных режимов работы каналу навигации БВС, основанному на приеме и обработке сигналов одной или нескольких спутниковых радионавигационных систем (СРНС).

Применение средств РЭП против БВС по сравнению со средствами огневого поражения обладает следующими преимуществами [10]:

- в процессе применения средства РЭП не расходуют каких-либо материальных средств поражения, а только возобновляемый ресурс электромагнитной энергии;

– средства РЭП обладают «площадным эффектом», позволяющим одновременно поражать большое количество БВС, имеющих сходное радиоэлектронное оборудование, единую КРУ, принципы навигации, основанные на использовании сигналов одних и тех же СРНС;

– при условии успешного разрешения целей, как отдельных источников радиоизлучений (ИРИ), средства РЭП могут быть избирательными, подавляя только ИРИ с определенными параметрами, например, пункт управления (ПУ) БВС, формирующий КРУ с определенной структурой сигналов, или сигналы определенной СРНС;

– в отдельных случаях, при условии успешного вскрытия структуры сигналов и формата передаваемых сообщений в КРУ и в канале навигации, средства РЭП позволяют перехватить управление БВС и навязать ему ложную траекторию полета.

3. СРЕДСТВА ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ

В 2015 году британский консорциум объявил о разработке системы для борьбы с небольшими БВС, получившую название Anti-UAV Defence System (AUDS, рисунок 3). Компании Blighter Surveillance Systems, Chess Dynamics и Enterprise Control Systems (ECS) объединились с целью совместной разработки этой системы борьбы с БВС.



Рис. 3. Британский антидрон AUDS

Исполнительный директор компании Blighter Surveillance Systems Марк Редфорд в одном из интервью пояснил, что работа системы AUDS происходит в три этапа: обнаружение, сопровождение и локализация. Радар A400 Series Air Security Radar от Blighter используется для обнаружения БВС, обзорно-поисковая система дальнего действия Hawkeye от Chess Dynamics для сопровождения и, наконец, направленный радиочастотный глушиль от ECS работает в качестве нейтрализующего компонента.

Доплеровский радар с непрерывным излучением с частотной модуляцией работает в режиме электронного сканирования и обеспечивает покрытие по азимуту 180° и по углу места 10° или 20° в зависимости от конфигурации. Он работает в диапазоне Ku и имеет максимальную дальность действия 8 км, может определять эффективную

площадь отражения размером до $0,01 \text{ м}^2$. Одновременно система может захватывать на сопровождение несколько целей.

Обзорно-поисковая система Hawkeye от Chess Dynamics устанавливается в одном блоке с радиочастотным глушиителем и состоит из оптико-электронной камеры с высоким разрешением и охлаждаемого средневолнового тепловизора. Первая имеет горизонтальное поле зрения от $0,22^\circ$ до 58° , а тепловизор от $0,6^\circ$ до 36° . В системе используется цифровое следящее устройство Vision4ce, обеспечивающее непрерывное сопровождение по азимуту. Система способна непрерывно панорамировать по азимуту и наклоняться от -20° до 60° со скоростью 30° в секунду, сопровождая цели на дистанции около 4 км.

Многополосный радиочастотный глушиитель от ECS отличается тремя встроенными направленными антennами, которые образуют пучок шириной 20° .

Сердцем системы AUDS является станция управления оператора, посредством которой можно управлять всеми компонентами системы. В нее входят дисплей слежения, главный экран управления и дисплей видеозаписи.

С целью расширения зоны наблюдения эти системы могут объединяться в сеть, будь это несколько полноценных систем AUDS или сеть радаров, соединенных с одним блоком «обзорно-поисковая система/глушитель». Также система AUDS потенциально может быть частью более крупной системы противовоздушной обороны.

Первой портативной системой РЭП для противодействия дронам принято считать систему Battelle AntiDrone (рисунок 4).



Рис. 4. Первая упомянутая в мировых СМИ винтовка для противодействия БВС – американский антидрон Battelle AntiDrone

Одним из самых популярных в настоящее время в мире антидронов является австралийское изделие DroneShield (рисунок 5).



Рис. 5. Австралийский антидрон DroneShield

К числу современных экзотических средств борьбы с БВС можно отнести британский антидрон с сетью Skywall100, размещаемой в выстреливаемой капсule (рисунки 6 и 7).



(а)



(б)

Рис. 6. Британский антидрон (а) с сетью Skywall100 (б)

Ещё одним довольно распространённым вариантом борьбы с дронами является использование подвешиваемых на БВС сеток. На рисунке 8 представлен японский мультикоптер для ловли малых БВС, который несёт сеть размером 2 на 3 метра.



Рис. 7. Японский перехватчик с сетью для борьбы с малыми БВС

4. БОРЬБА С РОЯМИ

В последние годы в мире наблюдается всё больший интерес к средствам борьбы с роями дронов [11-13].

На рисунке 9 проиллюстрирована концепция комплексной системы борьбы с роями, разработанная Китайским институтом военной авиации [14].

На рисунке 10 представлен маркетинговый листок с описанием системы TRV-EMG-7200.

Одним из перспективных американских проектов является создание мобильных лазерных систем ПВО малой дальности (Directed Energy-Maneuver Short-Range Air Defense – DE M-SHORAD), которые, в свою очередь, создаются в рамках новой стратегии модернизации противовоздушной обороны (рисунок 11).

Перспективные комплексы DE M-SHORAD призваны защитить дивизии и боевые группы бригад от налётов БВС, ракет и артиллерийских снарядов посредством боевых лазеров на колёсном шасси.

Проект DE M-SHORAD является частью программы MMHEL (многоцелевой высокоэнергетический лазер). В рамках MMHEL планируется развернуть 300-кВт лазер IFPC-HEL и микроволновое орудие High Powered Microwave к 2024 году. Целью этих систем является повышение эффективности и экономичности систем ПВО при защите от малогабаритных целей.

На прошедшей в феврале 2023 года 16-ой Международной конференции и выставки оборонной промышленности «IDEX 2023» в Абу-Даби, одной из наиболее представительных международных выставок вооружений, технологий безопасности, были показаны многочисленные варианты перспективных средств поражения и радиочастотного подавления БВС.

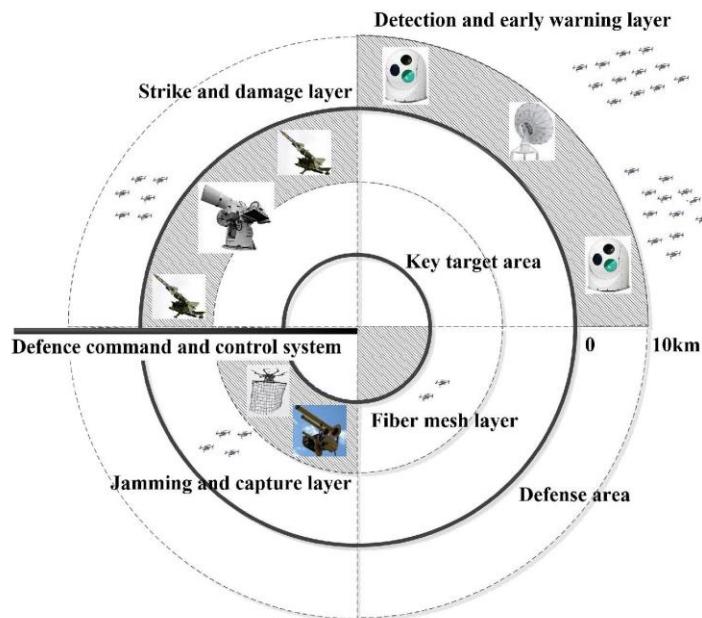


Рис. 8. Схема построения комплекса противодействия рою БВС
(из статьи специалистов Института военной авиации, Китай)



General Features

TRV-EGM-7200 uses high power electromagnetic waves to hard/soft kill drones. The system is effective for autonomous flying drones and drone swarms. Effective range is better than 100mt with %85 confidence for commercially available drones.

It is the last line of defence for autonomous drones and guided drones with image recognition where jammers and other countermeasures are not effective especially for drone swarms.

*Photos should be considered as examples, as the product design can be changed modularly in line with user requests.

- High Power Electromagnetic System for drone and drone swarm attacks.
- Uses very high power and directed electromagnetic waves to hard/soft kill drones.
- Last defence line for autonomous drones and drone swarms.
- Antenna gain 30dB
- Antenna beamwidth 5 degree
- Range better than 100mt with %90 confidence
- Range better than 250mt with %65 confidence
- Built in generator for uninterrupted operation
- TCP/IP and fiber optic Interface for remote control
- Easy integration to drone detection systems
- Ready to use with TRV-DROKA system
- Built in daytime camera for manual operation
- Optional Thermal Camera for night time situation awareness.
- MIL STD 810F

Рис. 9. Фрагмент маркетингового листка по комплексу TRV-EMG-7200



Рис. 10. Опытный образец мобильных лазерных систем ПВО малой дальности DE M-SHORAD

Следует отметить, что появление новых дронов, в частности гибридных, требует новых видов противодействия. Так, израильская компания Robotican создала гибридную систему UAV/UGV (unmanned aerial/ground vehicle) Rooster (рисунок 12), способную перекатываться по любой местности и перелетать препятствия.



Рис. 11. Беспилотная гибридная система Robotican Rooster

Также в последнее время в средствах массовой информации всё чаще появляются сообщения о мультикоптерах, способных, помимо полёта в воздухе, опускаться под воду и двигаться там в течение некоторого времени.

Естественно, подобные нововведения в построении беспилотных систем требуют и принципиально новых средств борьбы с этими робототехническими платформами.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В заключение хотелось бы отметить, что, учитывая всё возрастающую технологичность БВС, для борьбы с ними необходимо использовать территориально распределённые системы, объединяющие разнородные технологии противодействия БВС при обеспечении постоянной координации активности и единого управления этими системами.

Существенного синергического эффекта можно достичь при использовании технологий искусственного интеллекта (прежде всего, для выполнения обнаружения БВС средствами радиочастотного мониторинга, либо оптоэлектронными средствами).

ЛИТЕРАТУРА

1. Замятин П. А. Классификационные признаки беспилотных летательных аппаратов аэродромного базирования // Chronos. – 2020. – № 4 (43). – С. 76–84.
2. Замятин П. А. Вопросы эксплуатации беспилотных авиационных систем // Славянский форум. – 2021. – № 1 (31). – С. 297–304.
3. Замятин П. А. Формирование экосистемы беспилотных авиационных систем // В книге: Практические аспекты применения современных беспилотных летательных аппаратов. / С. В. Шайтура, Н. С. Шайтура, И. А. Байгутлина, П. А. Замятин. – Бургас: Институт за хуманитарни науки, икономика и информационни технологии=Институт гуманитарных наук, экономики и информационных наук, 2022. – С. 156–167.
4. Замятин П. А. Практика применения БПЛА комбинированного типа (конвертопланов) // В книге: Практические аспекты применения современных беспилотных летательных аппаратов / С. В. Шайтура, Н. С. Шайтура, И. А. Байгутлина, П. А. Замятин. – Бургас: Институт за хуманитарни науки, икономика и информационни технологии=Институт гуманитарных наук, экономики и информационных наук, 2022. – С. 58–75.
5. Замятин П. А. Системы управления беспилотными летательными аппаратами // Инновационная наука. – 2020. – № 4. – С. 37–42.
6. Замятин П. А. Вопросы создания и применения бортовых компьютеров наземных, воздушных и морских робототехнических комплексов с использованием российских процессоров и микроконтроллеров // Славянский форум. – 2021. – № 4 (34). – С. 191–214.
7. Грищенко Д. А. Применение технологий искусственного интеллекта для управления системой связи летательного аппарата / Д. А. Грищенко, П. А. Замятин, Э. П. Черноштан, Д. М. Шапиро // Славянский форум. – 2020. – № 4 (30). – С. 181–192.
8. Замятин П. А., Цызман В. В. Разработка полётных контроллеров для БВС // Славянский форум. – 2022. – № 4 (38). – С. 190–205.
9. Замятин П. А. Малые и лёгкие БПЛА в ходе проведения специальной военной операции на Украине // В книге: Практические аспекты применения современных беспилотных летательных аппаратов / С. В. Шайтура, Н. С. Шайтура, И. А. Байгутлина, П. А. Замятин. – Бургас: Институт за хуманитарни науки, икономика и информационни технологии=Институт гуманитарных наук, экономики и информационных наук, 2022. – С. 102–147.
10. Шайтура С. В., Замятин П. А. Исследование применения антидронов // В книге: Практические аспекты применения современных беспилотных летательных аппаратов / С. В. Шайтура, Н. С. Шайтура, И. А. Байгутлина, П. А. Замятин. – Бургас: Институт за хуманитарни науки, икономика и информационни технологии=Институт гуманитарных наук, экономики и информационных наук, 2022. – С. 195–228.
11. Замятин П. А. Защита информации в автоматизированных системах сельскохозяйственного назначения // В книге: Практические аспекты применения современных беспилотных летательных аппаратов / С. В. Шайтура, Н. С. Шайтура, И. А. Байгутлина, П. А. Замятин. – Бургас: Институт за хуманитарни науки, икономика и информационни технологии=Институт гуманитарных наук, экономики и информационных наук, 2022. – С. 27–36.
12. Замятин П. А. Создание тренажёров операторов БПЛА // В книге: Практические аспекты применения современных беспилотных летательных аппаратов / С. В. Шайтура, Н. С. Шайтура, И. А. Байгутлина, П. А. Замятин. – Бургас: Институт

- за хуманитарни науки, икономика и информационни технологии=Институт гуманитарных наук, экономики и информационных наук, 2022. – С. 187–194.
13. Замятин П. А. Планирование и обработка результатов экспериментов при реализации геоинформационных сервисов // Славянский форум. – 2020. – № 3 (29). – С. 259–269.
 14. Замятин П. А., Целищев С. Л. Формирование полётных заданий для беспилотных воздушных судов // Славянский форум. – 2023. – № 1 (39). – С. 240–250.

REFERENCES

1. Zamyatin P. A. Classification features of airfield-based unmanned aerial vehicles // Chronos. - 2020. – No. 4 (43). – P. 76–84.
2. Zamyatin P. A. Issues of operation of unmanned aerial systems // Slavic Forum. – 2021. - No. 1 (31). – P. 297–304.
3. Zamyatin P. A. Formation of an ecosystem of unmanned aerial systems // Practical aspects of the use of modern unmanned aerial vehicles. / S. V. Shaitura, N. S. Shaitura, I. A. Baygutlina, P. A. Zamyatin. – Burgas: IHEIT, 2022. – P. 156–167.
4. Zamyatin P. A. The practice of using UAVs of a combined type (convertiplanes) // Practical aspects of the use of modern unmanned aerial vehicles / S. V. Shaitura, N. S. Shaitura, I. A. Baygutlina, P. A. Zamyatin. – Burgas: IHEIT, 2022. – P. 58–75.
5. Zamyatin P. A. Management systems for unmanned aerial vehicles // Innovative science. – 2020. – No. 4. – P. 37–42.
6. Zamyatin P. A. Issues of creation and application of on-board computers for ground, air and marine robotic systems using Russian processors and microcontrollers // Slavic Forum. – 2021. – No. 4 (34). – P. 191–214.
7. Grishchenko D. A. Application of artificial intelligence technologies to control the communication system of an aircraft / D. A. Grishchenko, P. A. Zamyatin, E. P. Chernoshtan, D. M. Shapiro // Slavic Forum. – 2020. – No. 4 (30). – P. 181–192.
8. Zamyatin P. A., Tsyzman V. V. Development of flight controllers for UAV // Slavic Forum. – 2022. – No. 4 (38). – P. 190–205.
9. Shaitura S. V., Zamyatin P.A. Research on the use of antidrones // Practical aspects of the use of modern unmanned aerial vehicles / S. V. Shaitura, N. S. Shaitura, I. A. Baygutlina, P. A. Zamyatin. – Burgas: IHEIT, 2022. – P. 195–228.
10. Zamyatin P. A. Small and light UAVs during a special military operation in Ukraine // Practical aspects of the use of modern unmanned aerial vehicles / S. V. Shaitura, N. S. Shaitura, I. A. Baigutlina, P. A. Zamyatin. – Burgas: IHEIT, 2022. – P. 102–147.
11. Zamyatin P. A. Protection of information in automated systems for agricultural purposes // Practical aspects of the use of modern unmanned aerial vehicles / S. V. Shaitura, N. S. Shaitura, I. A. Baygutlina, P. A. Zamyatin. – Burgas: IHEIT, 2022. – P. 27–36.
12. Zamyatin P. A. Creation of simulators for UAV operators // Practical aspects of the use of modern unmanned aerial vehicles / S. V. Shaitura, N. S. Shaitura, I. A. Baigutlina, P. A. Zamyatin. – Burgas: IHEIT, 2022. – P. 187–194.
13. Zamyatin P. A. Planning and processing the results of experiments in the implementation of geoinformation services // Slavic Forum. – 2020. – No. 3 (29). – P. 259–269.
14. Zamyatin P. A., Tselishchev S. L. Formation of flight missions for unmanned aircraft // Slavic Forum. – 2023. – No. 1 (39). – P. 240–250.

ОБОСНОВАНИЕ КОЛИЧЕСТВА ПРОСТРАНСТВЕННЫХ КАНАЛОВ СИСТЕМЫ РАДИОМОНИТОРИНГА МНОГОСПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

Е. С. Прожеторко

Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (ВУНЦ ВВС «ВВА»), Воронеж,
Российская Федерация

Аннотация. Разработана имитационная модель взаимодействия многоспутниковой системы связи и системы радиомониторинга. Определено максимальное количество космических аппаратов и временные параметры их работы в области ответственности системы радиомониторинга. Получена зависимость количества пространственных каналов системы радиомониторинга для группы космических аппаратов в области ответственности этой системы.

Ключевые слова: имитационная модель, многоспутниковая система связи, диаграмма состояний, система радиомониторинга

JUSTIFICATION OF THE NUMBER OF SPATIAL CHANNELS OF THE RADIO MONITORING SYSTEM OF A MULTI-SATELLITE COMMUNICATION SYSTEM

Ye. S. Prozhetorko

Military Educational and Scientific Center of the Air Force «Air Force Academy named after Professor N. E. Zhukovskiu and Y. A. Gagarin» (MESC AF «AFA»), Voronezh, Russian Federation

Abstract. A simulation model for the interaction of a multi-satellite communication system and a radio monitoring system has been developed. The maximum number of spacecraft and the time parameters of their work in the area of responsibility of the radio monitoring system are determined. The dependence of the number of spatial channels of the radio monitoring system for a group of spacecraft in the area of responsibility of this system is obtained.

Keywords: simulation model, multi-satellite communication system, state diagram, radio monitoring system

1. ВВЕДЕНИЕ

Последние десятилетие отмечается небывалый интерес к созданию низкоорбитальных многоспутниковых систем связи (МСС), группировки которых насчитывают сотни и тысячи космических аппаратов (КА). Несомненными лидерами среди вышеуказанных МСС являются проекты «Старлинк» (США) и «УанВеб» (Великобритания и Индия) [1]. Основной особенностью данных МСС является возможность предоставления стационарным и подвижным абонентам, находящимся в любой точке мира, услуг высокоскоростного интернета и мобильной телефонии.

В основе построения таких МСС лежит принцип, аналогичный используемому в наземных сотовых сетях связи. Область обслуживания сети разбивается на ряд фиксированных зон. Геометрические размеры и размещения зон обслуживания на поверхности Земли определяются параметрами орбитальной группировки КА. Каждый абонентский терминал регистрируется в конкретной зоне, которая в любой момент

времени обслуживается как минимум одним КА из состава космического сегмента системы. Однако избыточное число космических аппаратов обеспечивает наличие в зоне видимости абонентского терминала нескольких десятков КА [2,3].

Применение данных систем в приграничных районах со странами, в которых работа таких систем законодательно запрещена, обеспечивает различным радикальным формированиям доступ в сеть «Интернет» в обход государственного регулирования, что может привести к появлению подконтрольного им общедоступного информационного ресурса, позволяющего проводить скрытные операции в киберпространстве и осуществлять информационно-психологическое воздействие на сознание населения это страны[1].

Обнаружение работы КА из состава группировки МСС на приграничных территориях возможно с применением специальной системы радиомониторинга (СР) КА, пролетающих над областью ответственности СР. Наличие в области ответственности СР нескольких десятков КА накладывают определенные требования на количество пространственных каналов СР.

Целью данной работы является обоснование количества пространственных каналов системы радиомониторинга многоспутниковой системы связи, позволяющий обеспечить обнаружение работы КА из состава группировки МСС в определенной области при заданном значении вероятности наблюдения работы КА.

Под вероятностью наблюдения работы КА понимается отношение суммы долей времени наблюдения за «рабочим» КА системой радиомониторинга к времени работы КА в заданной зоне к общему количеству «работающих» КА в области ответственности СР за заданное времена наблюдения. Под «рабочим» КА понимается КА осуществляющий информационный обмен в заданной зоне обслуживания.

Численно вероятность наблюдения работы КА определяется формулой (1):

$$P_h = \sum_{i=1}^N \frac{T_{hi}}{T_{pi}} / N, \quad (1)$$

где P_h – вероятность наблюдения работы КА,

T_{hi} – времена наблюдения за «рабочим» КА,

T_{pi} – время информационного обмена в заданной зоне обслуживания текущим КА,

N – общее количество «работающих» КА в области ответственности СР за заданное времена наблюдения.

2. ОПИСАНИЕ ВЗАЙМОДЕЙСТВУЮЩИХ СИСТЕМ

В основу модели многоспутниковой системы связи положены следующие принципы ее построения и функционирования[2,3].

Орбитальные и количественные параметры МСС, принятые в качестве исходных данных при моделировании, приведены в таблице 1. Космические аппараты размещены на круговых орbitах на высотах от 540...570 км с различными углами наклонения.

Вся поверхность Земли разбита на ячейки обслуживания диаметром 24 км. Любую ячейку может обслуживать КА, подспутниковая зона которого «накрывает» эту ячейку. Подспутниковая зона каждого КА из группировки МСС разбита на 300 зон обслуживаний. Обслуживания зон осуществляется поочередно путем последовательного переключения обслуживающего луча КА.

Из - за насыщенности группировки КА одну ячейку может «накрывать» подспутниковые зоны от нескольких десятков КА. В качестве работающего (осуществляющего информационный обмен) в данной ячейке КА выбирается тот, время работы которого максимально.

Таблица 1. Орбитальные и количественные параметры МСС

Высота орбиты, км	Наклонение орбиты, град	Количество орбитальных плоскостей, шт.	Количество КА в орбитальных плоскостях, шт.
540	53,2	72	22
550	53	72	22
560	97,6	6	58
560	97,6	4	43
570	70	36	20

Система радиомониторинга характеризуется пространственными каналами поиска радиоизлучения КА и представляет собой совокупность однородных средств радиомониторинга (СРМ).

Каждое СРМ способно обнаруживать излучение только одного КА определенной МСС при этом сопровождать его на протяжении всего времени нахождения в области видимости СРМ (рисунок 1). Сопровождение КА осуществляется за счет механического привода СРМ, обладающей некоторой скоростью вращения, достаточной для непрерывного сопровождения. Переключение СРМ между КА осуществляется за конкретное время, определяемое техническими параметрами механического привода.

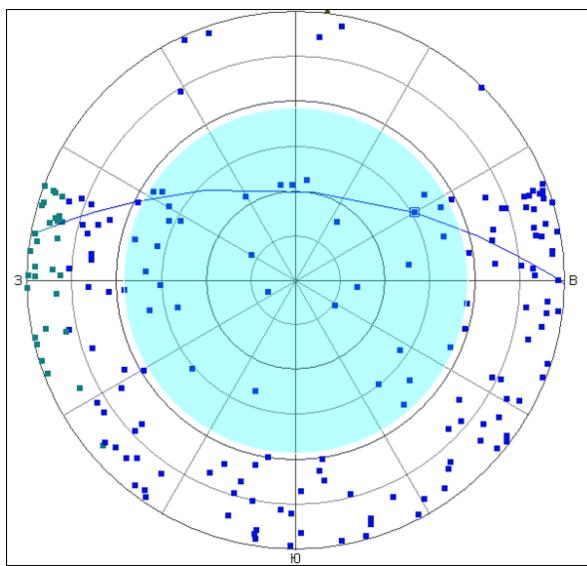


Рис. 1. Группировка космических аппаратов в области видимости системы радиомониторинга (выделенная область)

3. ОПИСАНИЕ МОДЕЛИ И РЕЗУЛЬТАТЫ ОЦЕНКИ

Многоспутниковая система связи и система радиомониторинга являются динамическими системами, которым свойственны неочевидные зависимости между переменными, причинно-следственные связи, неопределенность и большое количество параметров, поэтому для проведения оценки по выбранному показателю была разработана имитационная модель, учитывающая особенности данных систем.

Для определения конкретного КА из состава группировки, который в текущий момент осуществляет информационный обмен в области ответственности системы радиомониторинга было смоделировано движение всей группировки, состоящая из более 3000 КА, размещенных на орbitах, соответствующих параметрам приведенных в таблице 1.

Для каждого КА была определена возможность «работы» в области ответственности СР и время нахождения в этой области. В каждый момент времени в области ответственности СР может находиться до 30 КА. В качестве работающего КА выбирался тот, время нахождения которого в этой области было максимальным. Полученная времененная диаграмма приведена на рисунке 2.

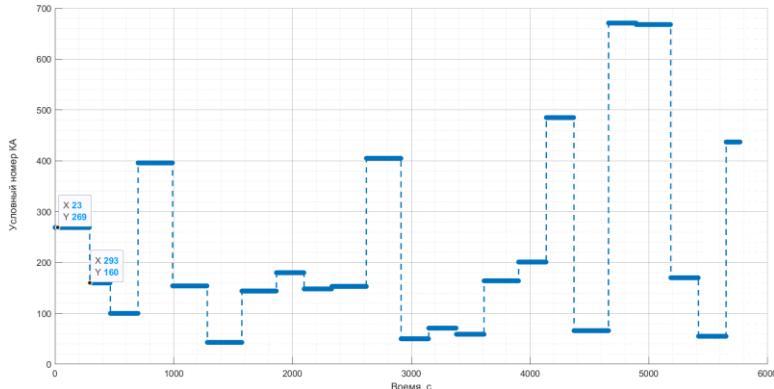


Рис. 2. Временная диаграмма работы космических аппаратов в области ответственности системы радиомониторинга

Поведения системы радиомониторинга было представлено через диаграмму состояний, построенные в среде моделирования AnyLogic.

Система радиомониторинга характеризовалась тремя состояниями:

- 1) наведение антенной системы на КА;
- 2) проведение контрольной радиоразведки;
- 3) сопровождение КА до его вылета из области ответственности.

Время перехода из первого состояния во второе определялось техническими характеристиками поворотного устройства антенной системы. Во втором состоянии осуществлялось определение наличие излучения КА в области ответственности СР. При обнаружении такого излучения происходил переход в третье состояние. В случае отсутствия излучения происходило наведение антенной системы на другой КА (переход в первое состояние).

Результаты оценки количества пространственных каналов системы радиомониторинга многоспутниковой системы связи (M), позволяющий обеспечить обнаружение работы КА из состава группировки МСС в определенной области в зависимости от вероятности наблюдения работы КА (P) приведены на рисунке 3.

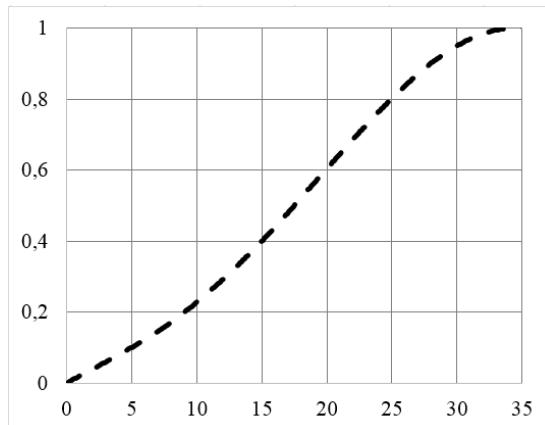


Рис. 3. Результаты оценки количества пространственных каналов системы радиомониторинга многоспутниковой системы связи

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, для гарантированного обнаружения информационного обмена КА в зоне ответственности системы радиомониторинга необходимо, чтобы в ее составе было не менее 34 отдельных средств при одновременном пролете 30 КА. Это объясняется некоторой инерционностью поворотного устройства антенной системы, которое после сопровождения одного КА должен осуществить наведение на другой. Кроме того, требуется время для определения наличия излучения от контролируемого КА в зоне ответственности СР.

Количество требуемых средств радиомониторинга из состава системы может быть уменьшено за счет разработки алгоритмов распределения имеющегося пространственного ресурса.

ЛИТЕРАТУРА

1. Михайлов Р.Л. Описательные модели систем спутниковой связи как космического эшелона телекоммуникационных систем специального назначения. Монография. – СПб.: Наукоемкие технологии, 2019. – 150 с.
2. Журавлев А.В., Кирюшкин В.В., Бабусенко С.И. Методика оценки зоны возможного функционирования многоспутниковой системы связи // Радиотехника. 2021. Т.85. №6. С.101 – 107.
3. Пехтерев С. В., Макаренко С. И., Ковальский А. А. Описательная модель системы спутниковой связи Starlink // Системы управления, связи и безопасности. 2022. № 4. С. 190-255. DOI: 10.24412/2410-9916-2022-4-190-255.

REFERENCES

1. Mikhailov, R.L. Descriptive models of satellite communication systems as a space echelon of telecommunication systems for special purposes. Monograph. - St. Petersburg: Science-intensive technologies, 2019. - 150 p.
2. Zhuravlev, A.V., Kiryushkin V.V., Babusenko S.I. Methodology for assessing the zone of possible operation of a multi-satellite communication system // Radiotekhnika. 2021. V.85. No. 6. P.101 - 107.
3. Pekhterev, S. V., Makarenko S. I., Kovalsky A. A. Descriptive model of the Starlink satellite communication system // Control Systems, Communications and Security. 2022. Vol. 4. S. 190-255. DOI: 10.24412/2410-9916-2022-4-190-255.

ОСОБЕННОСТИ МОДЕЛИРОВАНИЯ СЛОЖНЫХ ОРГАНИЗАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКИХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ

А. А. Петроченко¹, К. Н. Чугай¹

¹Государственное учреждение «Научно-исследовательский институт Вооруженных Сил Республики Беларусь» (НИИ Вооруженных Сил Республики Беларусь), Минск, Республика Беларусь

Аннотация. Рассмотренный в докладе методический подход к моделированию сложной организационно-технической системы позволяет на основе разработанной концептуальной модели определить структуру моделируемой системы, свойства ее основных элементов и причинно-следственные связи присущие ей, что в дальнейшем позволит разработать нечеткую логико-лингвистическую модель, получить оценки показателей качества функционирования рассматриваемой системы и выработать соответствующие рекомендации.

Ключевые слова: радиоэлектронная система, моделирование, логико-лингвистическая модель.

FEATURES OF COMPLEX ORGANIZATIONAL AND TECHNICAL RADIOELECTRONIC SYSTEMS' MODELING

А. А. Petrochenko¹, К. Н. Chugai¹

¹State institution: Research Institute of the Armed Forces of the Republic of Belarus (RI of the Armed Forces of the Republic of Belarus), Minsk, Republic of Belarus

Abstract. The methodical approach to the complex organizational and technical system modeling discussed in the report allows to determine the structure of the modeled system, the properties of its main elements and the inherent causal relationships on the basis of developed conceptual model. In the future, this will allow to develop a fuzzy logical-linguistic model, obtain performance evaluation of the system in question and develop appropriate recommendations.

Keywords: radioelectronic system, mathematical modeling, logical-linguistic model.

1. ВВЕДЕНИЕ

Одной из основных тенденций современной вооруженной борьбы является повышение эффективности боевого управления войсками и оружием за счет совершенствования и развития автоматизированных систем управления. С этой целью в вооруженных силах иностранных государств постоянно проводится комплекс мероприятий по расширению спектра применения цифровых технологий, позволяющих повысить обоснованность, за счет учета большего количества факторов, и оперативность управленческих решений, что впоследствии обеспечит нанесение максимального урона противоборствующей стороне, при минимизации потерь среди своих войск (сил) и др. [1].

В условиях внедрения на всех уровнях боевого управления новых технологий в области радиоэлектронной и вычислительной техники одним из наиболее эффективных способов добывания информации о положении, составе и состоянии противника, становится радиоэлектронная разведка (РЭР) [2]. В связи с этим, вопросам повышения ее возможностей необходимо уделить особое внимание.

Существующие закономерности функционирования систем РЭР отличаются многофакторностью, наличием сложной радиоэлектронной обстановки и существенным возрастанием уровня априорной неопределенности относительно условий и параметров функционирования радиоэлектронных средств противника. Характерной является тенденция к использованию в средствах радиосвязи и радиолокации, являющихся источниками РЭР и создающих входной поток информации, сложных видов сигналов, скрытных режимов работы и сверхширокополосных сигналов. С учетом сложности и неоднородности этих процессов для более полного изучения излучающих радиоэлектронных средств противника на современном этапе возрастает роль моделирования процессов функционирования систем РЭР, в различных условиях радиоэлектронной обстановки.

В рамках моделирования системы лежит разработка модели ведения РЭР, которая должна отражать зависимость, связывающую входные данные (разведывательные признаки) с начальными условиями, параметрами и переменными системы. Ключевым фактором, усложняющим решение задачи формализация (построения математической модели) процесса ведения РЭР, выступает высокая степень неопределенности входных данных, обусловленная переходом систем связи противника на цифровые методы передачи и линейное шифрование информации, что обеспечивает гарантированное закрытие смыслового содержания передаваемой информации. Под неопределенностью понимается ситуация, когда информация об объектах и источниках, добываемая в ходе ведения РЭР, полностью или частично отсутствует. Вследствие этого неопределенность сопряжена с риском отсутствия или получения недостоверных разведывательных сведений (данных).

В таких условиях возрастает роль описания структурно-статистических разведывательных признаков, как продукта анализа корреляционных связей между состоянием войск и системой управления, системой управления и системами связи и радиотехнического обеспечения, системой связи (системой радиотехнического обеспечения) и ее элементами.

2. МЕТОДИЧЕСКИЙ ПОДХОД К МОДЕЛИРОВАНИЮ СИСТЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ РАЗВЕДКИ

Исследование систем РЭР при прогнозировании ее развития ориентировано на решении ряда оптимизационных и оценочных задач, связанных с определением рационального состава и оценкой ее возможностей. Вместе с тем, изменения принципов функционирования и применения систем управления войсками и оружием противника требуют разработки и применения для их исследования математических моделей различного уровня и назначения, устанавливающих логические связи соответствующих показателей или целевых функций с наиболее влияющими на них параметрами. Это тем более необходимо, поскольку, как показывает опыт, при исследовании подобных сложных организационно-технических систем приходится решать достаточно широкий круг задач, характерных для системных исследований: распределительных задач, задач массового обслуживания, оптимального планирования, выбора оптимальных режимов применения средств и т.д.

Учитывая сложность системы РЭР, обусловленную многоуровневой иерархической структурой, весьма разнообразными элементами, многоэтапным процессом ведения РЭР и высокой степенью неопределенности добываемой разведывательной информацией, моделирование предполагает последовательное (в некоторых случаях совместное) выполнение следующих этапов:

- разработка концептуальной модели системы РЭР и ее формализация [3, 4, 5];
- разработка нечеткой логико-лингвистической модели процесса ведения РЭР [6, 7];

получение и интерпретация результатов моделирования.

На первом этапе моделирования определяется структура системы, свойства ее элементов и причинно-следственные связи, присущие системе и существенные, как для ее изучения, так и достижения цели моделирования.

Второй этап предполагает разработку нечеткой логико-лингвистической модели процесса ведения РЭР, представляющую собой математическую модель, которая описывается системой лингвистических переменных, причинно-следственных правил и логических процедур обработки данных, применяемых для получения результата путем прямого либо обратного логического вывода. Достоинством такой модели является возможность формализации знаний качественного характера накопленных в ходе ведения РЭР (полученных в результате боевой работы) для получения результата при отсутствии статистических исходных данных и неизвестности закона распределения исследуемой характеристики.

Третий этап получения и интерпретация результатов моделирования системы необходим для непосредственного проведения рабочих расчетов. Результаты этих расчетов позволяют проанализировать и сформулировать выводы о характеристиках процесса функционирования моделируемой системы.

В рамках данного доклада более детально будет рассмотрен первый этап моделирования системы РЭР.

На первом этапе моделирования – построения концептуальной модели системы РЭР и ее формализации – формулируется модель и строится ее формальная схема, т.е. основным назначением этого этапа является возможность дальнейшего перехода от содержательного описания системы к ее математической модели. Разрабатываемая модель должна быть адекватной, иначе невозможно получить положительные результаты моделирования, т. е. исследование процесса функционирования системы РЭР на неадекватной модели вообще теряет смысл. Под адекватной понимается модель, которая с определенной степенью приближения на уровне понимания моделируемой системы РЭР отражает процесс ее функционирования во внешней среде.

Рассмотрим более подробно основные подэтапы построения концептуальной модели системы РЭР и ее формализации.

1. Постановка и анализ задачи моделирования системы. На данном подэтапе дается четкая формулировка задачи исследования системы РЭР, при этом основное внимание уделяется таким вопросам, как:

- а) выбор подходов к решению задачи с учетом возможностей ее реализации;
- б) определение объема решаемой задачи и возможности разбиения ее на подзадачи;
- в) выбор критериев оценки эффективности процесса функционирования системы РЭР.

Необходимо также ответить на вопрос о приоритетности решения различных подзадач, оценить эффективность возможных математических методов и программно-технических средств их решения. Тщательная проработка этих вопросов позволяет сформулировать задачу исследования и приступить к ее реализации. При этом возможен пересмотр начальной постановки задачи в процессе моделирования.

2. Определение требований к исходной информации и организация ее сбора. После постановки задачи моделирования системы определяются требования к информации, из которой получают качественные и количественные исходные данные, необходимые для решения этой задачи. Эти данные помогают глубоко разобраться в сущности задачи, методах ее решения. Таким образом, на этом подэтапе проводится:

- а) сбор необходимой информации о системе РЭР и внешней среде, характеризующей радиоэлектронную обстановку;

- б) подготовка априорных данных;
- в) анализ имеющихся экспериментальных и статистических данных;
- г) выбор методов и средств предварительной обработки имеющейся информации.

При этом необходимо помнить, что именно от качества исходной информации существенно зависят как адекватность модели, так и достоверность результатов моделирования.

3. Выдвижение гипотез и принятие предположений. Гипотезы при построении модели системы РЭР служат для заполнения «пробелов» в понимании задачи исследователем. Выдвигаются также гипотезы относительно возможных результатов моделирования системы РЭР, справедливость которых проверяется при проведении эксперимента. Предположения предусматривают, что некоторые данные неизвестны или их нельзя получить. Предположения могут выдвигаться относительно известных данных, которые не отвечают требованиям решения поставленной задачи. Предположения дают возможность провести упрощения модели в соответствии с выбранным уровнем моделирования. При выдвижении гипотез и принятии предположений учитываются следующие факторы:

- а) объем имеющейся информации для решения задач;
- б) подзадачи, для которых информация недостаточна;
- в) ограничения на ресурсы времени для решения задачи;
- г) ожидаемые результаты моделирования.

Таким образом, в процессе работы с моделью системы РЭР возможно многократное возвращение к этому подэтапу в зависимости от полученных результатов моделирования и новой информации об объекте.

4. Определение параметров и переменных модели. Прежде чем перейти к описанию разрабатываемой модели, необходимо определить параметры системы, входные и выходные переменные, воздействия внешней среды. Конечной целью этого подэтапа является подготовка к построению модели системы, функционирующей во внешней среде, для чего необходимо рассмотрение всех параметров и переменных модели и оценка степени их влияния на процесс функционирования системы в целом. Описание каждого параметра и переменной должно даваться в следующей форме:

- а) определение и краткая характеристика параметров и переменных модели;
- б) символ обозначения и единица измерения;
- в) диапазон изменения;
- г) место применения в модели.

5. Установление основного содержания модели. На этом подэтапе определяется основное содержание модели и уточняется структура моделируемой системы с учетом разработки на втором этапе ее математической модели. При этом учитываются следующие особенности:

- а) формулировка задачи моделирования системы;
- б) структура системы и алгоритмы ее поведения, воздействия внешней среды;
- в) возможные методы и средства решения задачи моделирования.

6. Обоснование критериев оценки эффективности системы. Для оценки качества процесса функционирования моделируемой системы необходимо выбрать некоторую совокупность критериев оценки эффективности, т.е. в математической постановке задача сводится к получению соотношения для оценки эффективности как функции параметров и переменных системы. Оценка эффективности системы РЭР следует рассматривать не только с точки зрения отыскания общего показателя, но и с точки зрения оценки отдельных элементов системы. Комплексное решение такой задачи предполагает необходимость как общей, так и частных оценок. Общая оценка – это оценка, которая связана с достижением конечного результата по вскрытию группировки

противника системой РЭР при определенных условиях радиоэлектронной обстановки. Частные оценки характеризуют отдельные стороны, свойства, параметры элементов системы. Они могут использоваться как самостоятельно, так и в качестве исходных данных для выработки общей оценки.

7. Описание и проверка адекватности концептуальной модели системы. На этом подэтапе построения модели системы:

- а) описывается концептуальная модель в абстрактных терминах и понятиях;
- б) принимаются окончательно гипотезы и предположения.

Таким образом, на этом подэтапе проводится подробный анализ задачи, рассматриваются возможные подходы к обоснованию ее структуры, с учетом свойств ее элементов, существующих и выявленных причинно-следственные связи, присущих рассматриваемой системе и носящие существенный характер.

После того как концептуальная модель описана, необходимо проверить достоверность некоторых концепций модели перед тем, как перейти к следующему этапу моделирования системы РЭР. Проверять достоверность концептуальной модели достаточно сложно, так как процесс ее построения является эвристическим и такая модель описывается в абстрактных терминах и понятиях. Проверка достоверности концептуальной модели должна включать:

- а) проверку замысла модели;
- б) оценку достоверности исходной информации;
- в) рассмотрение постановки задачи моделирования;
- г) исследование гипотез и предположений.

В дальнейшем, основываясь на разработанной концептуальной модели, возможно, перейти к этапу разработки нечеткой логико-лингвистической модели процесса ведения РЭР, такой подход позволит максимально сократить сроки разработки и минимизировать возможные ошибки, что в конечном итоге обеспечит высокую адекватность разработанной математической модели.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, реализация предлагаемого подхода к моделированию сложной организационно-технической системы, заключающаяся в первоначальной разработке ее концептуальной модели, что позволяет провести ее исследование с точки зрения выделения основных составляющих процесса ее функционирования, определения требований к входной информации, параметрам и переменным модели системы, с учетом существующих и выявленных причинно-следственные связи, присущих рассматриваемой системе и носящие существенный характер. Основываясь на разработанной концептуальной модели, возможно, максимально сократить сроки разработки и создать условия для обеспечения высокой адекватности разрабатываемой впоследствии математической модели процесса ведения РЭР.

ЛИТЕРАТУРА

1. Holschneider M. Wavelets: An Analysis Tool. – Oxford: Calderon Press, 1995. – 423 pp.
2. The transforms and applications handbook / Editorin-chief Alexander Poularikas. – Boca Raton: CRC Press, 1996. – 1335 pp.
3. Лазоренко О. В., Лазоренко С. В., Черногор Л. Ф. Вейвлет-анализ модельных сверхширокополосных сигналов // Успехи современной радиоэлектроники. – 2006. – №8. – С. 47-61 с.
4. Короновский А. А., Храмов А. Е. Непрерывный вейвлет-анализ и его приложения. – М.: Физматлит, 2003. – 176 с.

5. Воробьев В. И., Грибунин В. Г. Теория и практика вейвлет-преобразования. – С.-Пб.: ВУС, 1999. – 324 с.
6. Дремин И. М., Иванов О. В., Нечитайло В. А. Вейвлеты и их использование // Успехи физических наук. – 2001. – Т. 171, №5. – С. 465-501 с.
7. Коэн Л. Время-частотные распределения: Обзор // ТИИЭР. – 1989. – Т. 77, №16. – С. 72-120 с.
8. Вишнивецкий О. В., Кравченко В. Ф., Лазоренко О. В., Черногор Л. Ф. Преобразование Вигнера и атомарные функции в цифровой обработке сигналов // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2006. – Т. 11, № 6. – С. 26-38 с.
9. Марпллмл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / Под ред. Рыжака И.С. – М.: Мир, 1990. – 584 с.
10. Василин Н.Я. Гринкевич А.В. Математическое моделирование корреляционного и адаптивного методов получения глубинного портрета в подповерхностных радиолокаторах// Вестник Военной академии. – 2005. – № 4. – С. 87-91 с.

REFERENCES

1. Holschneider M. Wavelets: An Analysis Tool. – Oxford: Calderon Press, 1995. – 423 pp.
2. The transforms and applications handbook / Editorin-chief Alexander Poularikas. – Boca Raton: CRC Press, 1996. – 1335 p.
3. Lazorenko O. V., Lazorenko S. V, Chernogor L. F. Wavelet analysis of model ultrabroadband signals // Achievements of modern radio-electronics. – 2006. – №8. – with. 47-61 pp.
4. Koronovsky A. A., Khramov A. E. The continuous wavelet analysis and electronic system. – Fizmatlit, 2003. – 176 pp.
5. Vorobiov V.i., Gribunin V.G. The theory and practice of wavelet-transform. – S.-Pb.: VYS, 1999. – 324 pp.
6. Dremin I. M., Ivanov O. V, Nechitajlo V. A. Wavelet and their use // Achievements of physical sciences. – 2001. – Т. 171, №5. – With. 465-501 pp.
7. Cohen L. Time-frequency representations // TIIER. – 1989. – Т. 77, №16. – With. 72-120 pp.
8. Vishnivetsky O. B., Kravchenko V. F., Lazorenko O. V, Chernogor L. F. Transformation of Vignera and atomic functions to digital processing of signals // Electromagnetic waves and electronic systems. – 2006. – Т. 11, № 6. – With. 26-38.
9. Marple. S.L. digital the spectral analysis and its appendices / Under the editorship of Ryzhaka I.S. - M: the World, 1990. – 584 with.
10. Vasin N.J., Grinkevich A.V. Mathematical modeling of correlation and adaptive methods of reception of a deep portrait in subsurface radar system // the Bulletin of Military academy. – 2005. – № 4. – with. 87-91 pp.

Научное издание

**РАДИОЛОКАЦИЯ,
НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ**

*Сборник трудов
XXIX Международной научно-технической конференции,
посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ
(г. Воронеж, 18–20 апреля 2023 г.)*

Том 4

Издано в редакции программного комитета

Подписано в печать 06.04.2023. Формат 60×84/16.
Усл. п. л. 26,6. Тираж 50 экз. Заказ 241

Издательский дом ВГУ
394018 Воронеж, пл. Ленина, 10
Отпечатано с готового оригинал-макета
в типографии Издательского дома ВГУ
394018 Воронеж, ул. Пушкинская, 3



Контакты для справок по работе конференции:

**Всю необходимую информацию
Вы можете найти на сайте конференции:
<https://rlnc.ru>**

**и в группе ВКонтакте:
<https://vk.com/rlnrcru>**

**e-mail конференции:
info@rlnc.ru**