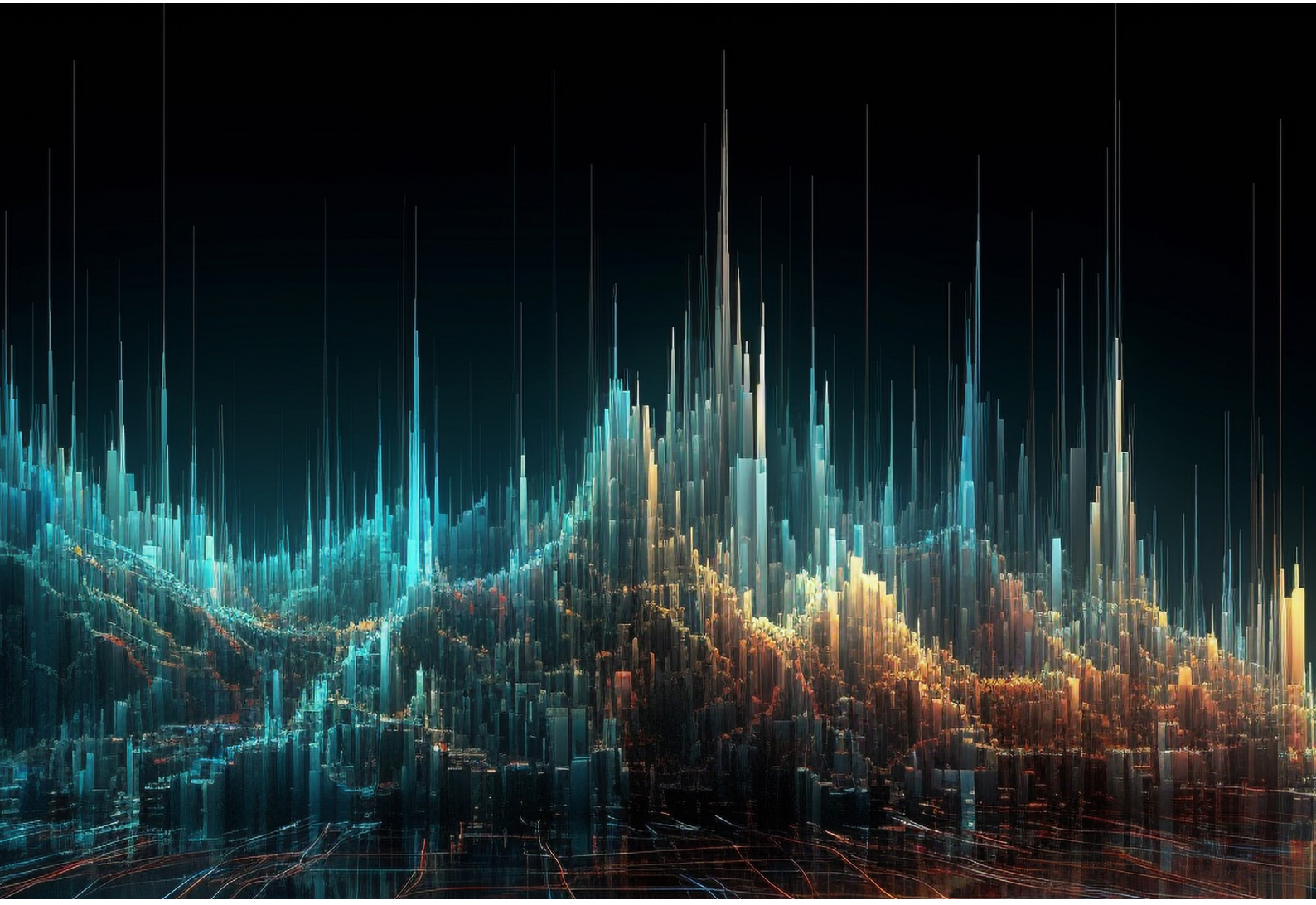
XXXII Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация,связь», посвященная 65-летию ИППИ РАН им. А.А. Харкевича
Россия, г. Воронеж / 21-23 апреля 2026 г.

РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ



https://rlnc.ru

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
XXXII Международной научно-технической конференции
(г. Воронеж, 21–23 апреля 2026 г.)

Т о м 4

Воронеж
Издательский дом ВГУ
2026

УДК 621.37
ББК 32
Р15

Радиолокация, навигация, связь : сборник трудов XXXII Международной научно-технической конференции (г. Воронеж, 21–23 апреля 2026 г.) : в 5 т. / Воронежский государственный университет ; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2026.

Р15

ISBN 978-5-9273-3964-8

Т. 4. – 2026. – 417 с.

В сборник вошли материалы XXXIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2026), 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, а также развитию творческого потенциала талантливой молодежи, привлечению ее к решению наиболее актуальных производственных, технических и научных задач.

Ответственность за подбор, достоверность и оригинальность приведенных фактов, статистических данных, имен собственных, географических названий и прочих включенных в доклады материалов несут авторы.

УДК
621.37
ББК 32

© Воронежский государственный университет, 2026
© АО «Концерн «Созвездие», 2026
© Оформление. Издательский дом ВГУ, 2026

Материалы конференции

Том 1

Пленарные доклады

Секция 1. Общие проблемы передачи и обработки информации. Цифровая обработка сигналов.

Секция 2. Распознавание и обработка изображений.

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

Том 2

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

Секция 4. Тепловые, лазерно-оптические системы наблюдения и связи.

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

Том 3

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

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

Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.

Том 4

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

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

Том 5

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

Секция 10. Радиотехнические устройства. Автоматизированные измерительные комплексы. Электроника. Техника СВЧ.

Секция 11. Радиотехнический мониторинг Земли.

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

Содержание

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

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИТИК ДРАЙВЕРОВ ШАГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ДЛЯ СИСТЕМ НАСТРОЙКИ БАЗЫ ПЕЛЕНГАТОРА И КОМПОНЕНТОВ ЧПУ-СТАНКОВ ЛАЗЕРНОЙ ОБРАБОТКИ
А. А. Болдырев, Е. Д. Егорова, Е. А. Ищенко, А. П. Тихонов, Д. К. Проскурин 1

ОЦЕНКА ВРЕМЕНИ РАЗВИТИЯ ПРОБОЯ В АНТЕННЕ МОЩНОГО СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНОГО ГЕНЕРАТОРА ПРИ ИЗЛУЧЕНИИ ИМПУЛЬСОВ С РАЗЛИЧНЫМИ ЗАКОНАМИ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ
А. А. Волков 8

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ВОЗБУЖДАЮЩИХ ВИДЕОИМПУЛЬСОВ НА ОСЕВОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ КРУГЛОЙ АПЕРТУРЫ
А. А. Волков 13

АППРОКСИМАЦИЯ ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО МНОЖИТЕЛЯ И ЕЕ ПРИМЕНЕНИЕ ДЛЯ РАСЧЕТА ИЗЛУЧЕНИЯ НЕПЛОСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ
А. А. Кононов, Г. К. Усков 20

СИНТЕЗ АПЕРТУРНОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ С ИЗБИРАТЕЛЬНЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ ПОЛЯ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ МЕТОДОМ ПСЕВДОИНВЕРСИИ
А. А. Кононов, Г. К. Усков 28

ВЛИЯНИЕ КРАЕВОГО ОТСТУПА L-ОБРАЗНЫХ РЕЗОНАТОРОВ НА ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ДИАГРАММЫ РАССЕЯНИЯ МЕТАПОВЕРХНОСТИ В К-ДИАПАЗОНЕ
А. А. Марендич, Н. А. Болдырев, А. А. Нудьга, А. В. Старосек, А. С. Мазинов.....36

АНАЛИЗ ТЕХНИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ СИСТЕМЫ ФОРМИРОВАНИЯ ИСКУССТВЕННОГО ОБЛАКА ПЛАЗМЫ ДЛЯ ЗАЩИТЫ РАДИОЛИНИЙ МЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА
А. В. Велигоша, Е. А. Третьяков, Е. Е. Комиссаров.....42

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ, ПРИМЕНЯЕМАЯ ПРИ РАЗРАБОТКЕ ПРОГРАММНОГО ИМИТАТОРА РНС ГЛОНАСС
А. В. Володько, А. Р. Гаврилов, Е. А. Ищенко, С. М. Фёдоров.....47

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ, ПРИМЕНЯЕМАЯ ПРИ РАЗРАБОТКЕ ПРОГРАММНОГО ИМИТАТОРА СТАНЦИИ РЭР
А. В. Володько, А. Р. Гаврилов, Е. А. Ищенко, С. М. Фёдоров.....54

АНТЕННОЕ СОГЛАСУЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО ПЕРЕДАЮЩЕГО АНТЕННО-ФИДЕРНОГО ТРАКТА С АНТЕННОЙ ДКМВ ДИАПАЗОНА
А. В. Кейстович, И. Ю. Хлопушин 62

ШИРОКОПОЛОСНАЯ ПЕЧАТНАЯ ВИБРАТОРНАЯ АНТЕННА НА БАЗЕ ИСКУССТВЕННОГО МАГНИТНОГО ПРОВОДНИКА
А. М. Кутнякова, Ю. С. Русов, О. Е. Смирнов.....69

СРАВНЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ РАСЧЕТОВ И СКОРОСТИ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ В ПРОГРАММНЫХ ПАКЕТАХ DS CST STUDIO SUITE
А. С. Визовитин, И. А. Зеленин, Е. А. Ищенко, Е. Г. Клепова, А. М. Полунина, М. Е. Пухов 74

ВЕРОЯТНОСТЬ АНОМАЛЬНЫХ ОШИБОК МНОГОКАНАЛЬНОГО АЗИМУТАЛЬНОГО РАДИОПЕЛЕНГАТОРА
А. Ю. Востров, И. С. Дмитриев 81

РАЗРАБОТКА СПУТНИКОВОЙ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ
А. Ю. Жидков, Е. В. Овчинникова, Е. В. Комиссарова.....90

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ТОПОЛОГИИ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ НА РАСПРЕДЕЛЕНИЕ В ПРОСТРАНСТВЕ ФОРМИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ
А. Ю. Чернышев, А. В. Останков 98

ОПТИМИЗАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК РАЗРЕЖЕННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ, ВЫПОЛНЕННОЙ НА ОСНОВЕ КРУГЛЫХ ОТКРЫТЫХ ВОЛНОВОДОВ
А. Ю. Чернышев, Е. А. Ищенко, А. В. Останков 106

ИССЛЕДОВАНИЕ СВОЙСТВ РАДИОПРОЗРАЧНОСТИ КОНСТРУКТИВОВ, ПОЛУЧЕННЫХ МЕТОДОМ АДДИТИВНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ
В. А. Чуклин, Р. В. Герцен, А. И. Воронкова, Д. А. Аглиулина 114

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ ДВУМЕРНЫХ РЕЗОНАНСНЫХ РЕШЕТОК В КВАЗИСТАТИЧЕСКОМ ПРИБЛИЖЕНИИ
В. В. Ахияров, Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, Д. К. Проскурин.....120

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА МАТРИЦ ПЕРЕДАЧИ ДЛЯ СИНТЕЗА МЕТАПОВЕРХНОСТИ С ТРЕБУЕМОЙ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ
В. В. Ахияров, Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, Д. К. Проскурин.....128

РАСЧЕТ ЗОННОЙ СТРУКТУРЫ 1D-КРИСТАЛЛА С ПРОИЗВОЛЬНЫМ ЧИСЛОМ СЛОЕВ НА ПЕРИОДЕ
В. В. Ахияров, Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, Д. К. Проскурин.....136

СИНТЕЗ СЕКТОРНОЙ АНТЕННЫ: ВЛИЯНИЕ ПРОФИЛЯ ВЕСОВОЙ ФУНКЦИИ
В. В. Ковалевская, А. В. Останков 145

ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ЛИНЕЙНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК: ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ АЛГОРИТМЫ И ЧАСТНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ
В. В. Ковалевская, А. Ю. Чернышев.....150

СТРУКТУРА БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ ФАЗИРОВАННЫХ ЭКВИДИСТАНТНЫХ КОЛЬЦЕВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК
В. О. Афанасьев, А. Ю. Востров, И. С. Дмитриев, Е. Ю. Ященко 157

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН В РАСТИТЕЛЬНОМ ПОКРОВЕ С УЧЕТОМ ФАЗ ВЕГЕТАЦИИ РАСТИТЕЛЬНОСТИ
В. С. Моргачева, В. А. Степкин, Г. К. Усков 167

РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВА ДИСТАНЦИОННОГО ОРИЕНТИРОВАНИЯ НАПРАВЛЕННЫХ АНТЕНН В ГОРИЗОНТАЛЬНОЙ ПЛОСКОСТИ
Г. А. Веселов, К. В. Никульшин 174

ВЛИЯНИЕ МАГНИТНОЙ БУРИ 20 ЯНВАРЯ 2026 Г. НА МАКСИМАЛЬНО НАБЛЮДАЕМУЮ ЧАСТОТУ СРЕДНЕШИРОТНОЙ ТРАССЫ КИПР–РОСТОВ-НА-ДОНУ
Г. Г. Вертоградов, В. Д. Черных 181

О ВОЗМОЖНОСТИ ВОССТАНОВЛЕНИЯ РАДИОИМПУЛЬСА С НЕИЗВЕСТНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ, ДЕФОРМИРОВАННОГО ПРИ ПРОХОЖДЕНИИ РЕЗОНАНСНО-ПОГЛОЩАЮЩЕЙ ГАЗОВОЙ СРЕДЫ
Г. М. Стрелков, Ю. С. Худышев 188

АНТЕННА С ЧАСТОТНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ НА ОСНОВЕ АМПЛИТУДНОЙ ОТРАЖАТЕЛЬНОЙ ДИФРАКЦИОННОЙ РЕШЕТКИ
Г. Р. Золкин, Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, Д. К. Проскурин, А. П. Тихонов 194

ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ КОЭФФИЦИЕНТА УДЕЛЬНОГО ПОГЛОЩЕНИЯ ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ БЕСПРОВОДНЫХ ЧЕЛОВЕКО-МАШИННЫХ СИСТЕМ
Д. В. Журавлев, Е. А. Ищенко, А. С. Китаева, Д. К. Проскурин, А. П. Тихонов 200

КРОСС-ДИПОЛЬ С ШИРОКОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ ДЛЯ АППАРАТУРЫ КОНТРОЛЯ ФИЗИОЛОГИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ОПЕРАТОРОВ
Д. В. Журавлев, Ю. Г. Пастернак, Д. К. Проскурин, Н. Б. Смольянов.....208

РАСЧЕТ КОНЦЕНТРАЦИИ ЭЛЕКТРОНОВ В СЛУЧАЕ ОГРАНИЧЕН-НЫХ И МАССИРОВАННЫХ ВОЗМУЩЕНИЙ ИОНОСФЕРЫ
Д. В. Пужкин, А. С. Щеголеватых 215

ДИЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ЛИНЗА ДЛЯ КОНФОРМНОЙ ПЕЛЕНГАТОРНОЙ АНТЕННЫ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА
Д. Г. Король 223

ТЕНЗОР ПОВЕРХНОСТНЫХ ИМПЕДАНСОВ КИРАЛЬНОЙ МНОГОСЛОЙНОЙ ИЗЛУЧАЮЩЕЙ СТРУКТУРЫ
Д. С. Клюев, А. М. Нещерет, Ю. В. Соколова 227

АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ ПИТАНИЕМ И ВЕЕРНОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ
Д. Ю. Крюков, А. В. Останков, Н. Н. Щетинин 235

АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ ПИТАНИЕМ И СНИЖЕННЫМ УРОВНЕМ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ В ВЕЕРНОЙ ДИАГРАММЕ НАПРАВЛЕННОСТИ
Д. Ю. Крюков, А. В. Останков 244

ОПТИМИЗАЦИЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ МОДУЛЯ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ МЕТОДАМИ ЭВОЛЮЦИОННЫХ ВЫЧИСЛЕНИЙ
Е. А. Самойленко, Ю. С. Русов 254

ОЦЕНКА ДАЛЬНОСТИ РАДИОСВЯЗИ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ ЭКСПЛУАТАЦИОННЫХ СЦЕНАРИЯХ РАБОТЫ
Ж. В. Шапошникова, Н. О. Левенков, А. В. Исаев.....260

ОБЗОР ВОЗМОЖНОСТЕЙ РЕАЛИЗАЦИИ ЛИНЗ ЛЮНЕБЕРГА С ПОМОЩЬЮ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ АДДИТИВНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ
И. А. Баранников, Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, Д. К. Проскурин, С. М. Фёдоров, А. П. Тихонов.....264

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ ПЛАНАРНЫХ АНТЕННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ МЕТОДОМ ХАРАКТЕРИСТИЧЕСКИХ МОД
К. В. Смусева, Ю. В. Редкозуб, Г. В. Охрицкий, Г. К. Усков 271

ПРИНЦИПЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ НЕНАПРАВЛЕННЫХ АНТЕНН С ВЕРТИКАЛЬНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ
М. А. Бузова, А. С. Круглов.....279

СИНТЕЗ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК С МАКСИМАЛЬНЫМИ КОЭФФИЦИЕНТАМИ НАПРАВЛЕННОГО ДЕЙСТВИЯ
М. В. Кныш, С. Н. Разиньков, О. Э. Разинькова.....285

СПОСОБ СЛОЖЕНИЯ МОЩНОСТИ ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИХ РАДИОУСТРОЙСТВ, РАЗНЕСЕННЫХ В ПРОСТРАНСТВЕ
М. В. Крылова.....291

ВЛИЯНИЕ РАЗМЕРОВ РЕЗОНАТОРОВ НА ПОГЛОЩАЮЩИЕ СВОЙСТВА МЕТАСТРУКТУРЫ
М. М. Падалинский, И. Ш. Фитаев, Н. А. Болдырев, А. В. Старосек, В. В. Чалухиди, А. С. Мазинов 298

МЕТОД СИНТЕЗА МНОГОВИБРАТОРНОЙ АНТЕННЫ ПО ТРЕБОВАНИЯМ К ХАРАКТЕРИСТИКАМ НАПРАВЛЕННОСТИ В ЗАДАННОМ НАПРАВЛЕНИИ НА ОСНОВЕ ГЕНЕТИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА
С. Е. Мищенко, С. В. Землянский.....304

РАДИОФИЗИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ РАССЕЯНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН ОБОЛОЧКАМИ ПЛАЗМЫ ВОЗДУШНО-КОСМИЧЕСКОГО ОБЪЕКТА ПРИ ГИПЕРЗВУКОВОМ ПОЛЕТЕ
С. Н. Разиньков, А. В. Богословский.....312

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ДИСКОВОГО ЭЛЕМЕНТА АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ДЛЯ АППАРАТУРЫ ВЫСОКОТОЧНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ РОБОТОТЕХНИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА
С. Н. Разиньков, О. Э. Разинькова, А. В. Евсеев, А. В. Савченко 318

ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ БЕТОННЫХ СМЕСЕЙ В ПРОЦЕССЕ ГИДРАТАЦИИ ВЛАГИ
Ю. А. Костычов, А. С. Ященко, С. В. Кривальцевич, Т. В. Кривальцевич.....326

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ТОПОЛОГИИ ИЗОЛИРУЮЩИХ СТРУКТУР НА ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕЧАТНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ
Ю. С. Русов, А. Е. Крупская, А. В. Хатюгов.....331

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

СРАВНЕНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ИСПОЛЬЗУЕМЫХ В ПРОГРАММНЫХ КОМПЛЕКСАХ ДЛЯ АНАЛИЗА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ
А. М. Полунина, Е. Г. Клепова, А. С. Визовитин, В. В. Глотов 336

ОЦЕНКА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ДОСТУПНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН НА ОСНОВЕ МОДЕЛИ РАДИОКАНАЛА НАКАГАМИ
А. Н. Галькин, К. Н. Чугай 343

АНАЛИТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ НАЗЕМНОЙ СИСТЕМЫ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ В УСЛОВИЯХ ВЕДЕНИЯ КОСМИЧЕСКОЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ РАЗВЕДКИ
А. Н. Новиков.....351

МЕТОДИКА РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ
А. Н. Новиков, Н. А. Спиридович.....358

МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭКРАНИРОВАНИЯ РАЗЛИЧНЫХ МАТЕРИАЛОВ
В. В. Глотов, Н. Д. Майков, И. А. Сафонов 362

ВЛИЯНИЕ УГЛОВОГО РАССОГЛАСОВАНИЯ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПОДАВЛЕНИЯ АШП АВТОКОМПЕНСАТОРОМ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ С АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ
В. В. Насонов, Е. С. Фитасов 368

АНАЛИЗ ТОЧНОСТИ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ КВАДРАТИЧНОЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ АВТОКОРРЕЛЯЦИОННЫМИ СПОСОБАМИ
В. П. Лихачев, Д. Д. Транг 374

СПОСОБЫ РЕЖЕКЦИИ ПОМЕХОВОГО СИГНАЛА В МНОГОКАНАЛЬНОМ ПРИЕМНИКЕ С СУБДИСКРЕТИЗАЦИЕЙ
Д. А. Калинин, А. С. Подстригаев 382

ЗАЩИТА СРЕДСТВ РАДИОСВЯЗИ УКВ-ДИАПАЗОНА ОТ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ
Д. В. Пильгуев, Д. С. Семенов, Д. А. Иванов, Е. А. Иванишин.....389

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧ РАДИОМОНИТОРИНГА НА ОСНОВЕ МЕТОДОВ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ
Е. А. Камнев, С. В. Павлов 394

МЕТОДИКА ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ГРУППОВОГО РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ОБЪЕКТА
Е. Е. Новикова.....403

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИТИК ДРАЙВЕРОВ ШАГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ДЛЯ СИСТЕМ НАСТРОЙКИ БАЗЫ ПЕЛЕНГАТОРА И КОМПОНЕНТОВ ЧПУ-СТАНКОВ ЛАЗЕРНОЙ ОБРАБОТКИ

А. А. Болдырев, Е. Д. Егорова, Е. А. Ищенко, А. П. Тихонов, Д. К. Проскурин

Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В статье исследуется предельная скорость вращения шагового двигателя, которая может быть получена при дроблении шагов на драйверах A4988, DRV8825 и LV8729, а полученные результаты иллюстрируются анализом кода управления, формируемого на Raspberry Pi5 с использованием языка Python и библиотеки RpiMotorLib. В процессе исследования был выявлен закон определения скорости перемещения нагрузки с использованием шарико-винтовой передачи, а при выполнении измерений были определены скоростные показатели двигателя, токовые характеристики при разных дроблениях шага и температурные показатели. Полученные результаты позволяют отметить необходимость верного выбора драйвера для управления шаговым двигателем с учетом как температурной стабильности, так и снижения скорости работы при дроблении шага вращения двигателя.

Ключевые слова: шаговый двигатель; шарико-винтовая передача; драйвер шагового двигателя.

STUDY OF THE CHARACTERISTICS OF STEPPER MOTOR DRIVERS FOR DIRECTION FINDER BASE ADJUSTMENT SYSTEMS AND COMPONENTS OF CNC LASER PROCESSING MACHINES

A. A. Boldyrev, E. D. Egorova, E. A. Ishchenko, A. P. Tikhonov, D. K. Proskurin

Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russian Federation

Abstract. This article examines the maximum stepper motor speed achievable with step fractionation on the A4988, DRV8825, and LV8729 drivers. The results are illustrated by analyzing control code generated on a Raspberry Pi5 using Python and the RpiMotorLib library. The study identified a law for determining the load speed using a ball screw, and measurements were taken to determine the motor's speed, current characteristics, and temperature characteristics at different step fractionation settings. These results highlight the need to select the correct driver for stepper motor control, taking into account both temperature stability and the reduction in operating speed when the motor's rotational speed is fractionated.

Keywords: stepper motor; ball screw; stepper motor driver.

1. Введение

Применение шаговых двигателей востребовано во множестве сфер, где необходимо обеспечить высокоточное позиционирование объектов, как антенных систем в комплексах пеленгации, так и в системах с численно-программным управлением. Для реализации управления шаговыми двигателями необходимо использовать целый комплекс узлов, которые включают в себя: контроллер (компьютер), драйвер шагового двигателя, двигатель [1]. Современные драйверы шаговых двигателей позволяют обеспечить высокую точность позиционирования, малый шум работы, а также высокую скорость перемещения нагрузки, что возможно благодаря использованию системы

дробления шагов [1, 2]. Развитие высокой скорости вращения приводит к снижению крутящего момента двигателя, что может вызывать ограничения при перемещении больших нагрузок [3], что требует точного подбора оптимальных характеристик – обеспечение баланса между скоростью и производительностью.

Существует ряд исследований направленных на определение характеристик наиболее распространенных драйверов шаговых двигателей семейства A4988, которые хорошо себя зарекомендовали в конструкциях станков с ЧПУ. Большинство таких исследований направлены на исследование драйверов, которые подключаются к одноплатному компьютеру на базе Arduino [4-6], однако вычислительные мощности такого решения ограничены, поэтому особый интерес вызывают исследования, которые направлены на реализацию управления шаговыми двигателями с более мощных контроллеров, как AVR или Raspberry Pi [7-8].

Примером использования шаговых двигателей в антенной технике может выступать конструкция пеленгационного комплекса с автоматической настройкой базы между антеннами, как это показано в работе [9]. Корректировка расстояния между антеннами позволяет повысить точность определения пеленга. В данной работе рассматривается сравнение характеристик драйверов двигателя Nema 17 семейства A4988, которое включает в себя драйвера A4988, DRV8825 и LV8729.

2. Конструкция тестового стенда

Экспериментальные исследования выполнялись с использованием стенда на основе Raspberry Pi 5, которая использовалась для управления шаговым двигателем Nema17 17HS4023, вращающего шарико-винтовую передачу (ШВП) SFU1204 550 мм 1204 (диаметр 12 мм, шаг 4 мм) с опорами BK/BF10 и муфтой D19L25. Для снятия характеристик использовался мультиметр и лабораторный блок питания Rigol DP2031 с ограничением по напряжению 12 В и током 2 А. Вид экспериментальной установки приводится на рисунке 1.

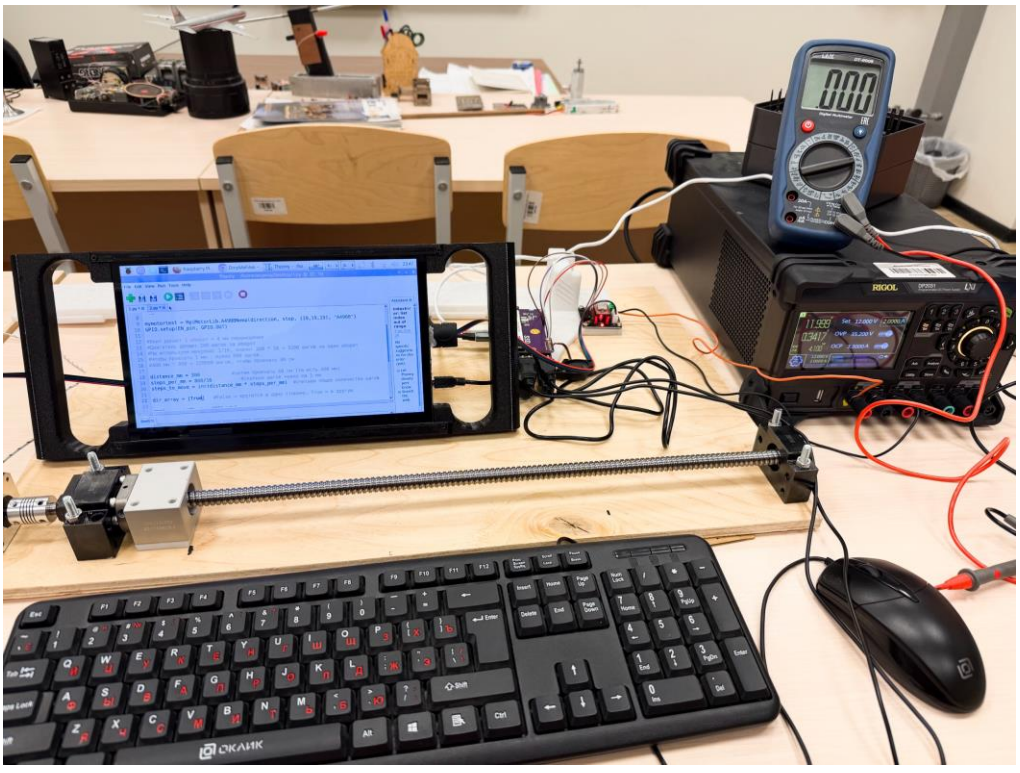
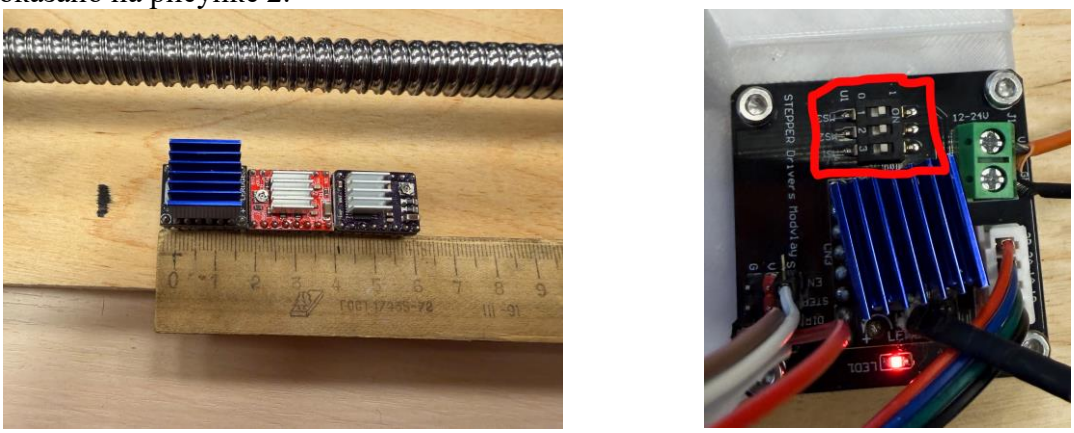


Рис. 1. Исследуемая установка из ШВП и компьютера-контроллера.

В процессе исследования рассматривались драйверы шагового двигателя A4988, DRV8825, LV8729, которые используются во многих ЧПУ-станках и 3D принтерах. Драйвер A4988 поддерживает дробление шага до 1/16, DRV8825 до 1/32, LV8729 до 1/128. Для реализации дробления выполняется переключение ключей MS1-MS3, как это показано на рисунке 2.



а) б)

Рис. 2. Исследуемые драйверы: а) виды драйверов LV8729, A4988, DRV8825; б) установка уровней входов MS1-MS3 (выделены).

Деление шага позволяет значительно повысить точность позиционирования, так как уменьшается минимальный шаг поворота шагового двигателя. Дробление шагов приводится в таблице 1.

Таблица 1. Дробление шагов драйверами шаговых двигателей

Тип дробления шага	Угол поворота двигателя на шаг, °	Количество шагов на оборот двигателя
Полный (Full)	1.8	200
Половина (Half)	0.9	400
1/4	0.45	800
1/8	0.225	1600
1/16	0.1125	3200
1/32	0.05625	6400
1/64	0.028125	12800
1/128	0.0140625	25600

Дробление шага приводит к значительному повышению точности позиционирования ШВП, однако снижает скорость перемещения нагрузки. Для управления системой применялось программное обеспечение, подготовленное на языке Python, и библиотека RpiMotorLib. Скорость перемещения нагрузки в исследуемой системе математически определяется выражением:

$$v = \frac{L_{dist}}{N_{step} \cdot 2t_{d1}} \quad (1)$$

где L_{dist} – дистанция перемещения нагрузки; N_{step} – количество шагов, необходимое для перемещения нагрузки на расстояние L_{dist}; t_{d1} – задержка между шагами (с); v – скорость перемещения в мм/с.

Так как в ШВП выполняется вращение, то можно также определить скорость вращения в оборотах в минуту:

$$RPM = \frac{60}{N_{RPM} \cdot 2t_{d1}} \quad (2)$$

где RPM – количество оборотов в минуту; $N_{RPM} = \frac{N_{eng}}{P}$, N_{eng} – количество шагов двигателя на оборот без деления, P – дробление шага двигателя драйвером.

Для экспериментальных измерений в роли нагрузки использовался макет антенны весом 113 грамм, что позволяло оценить наилучшие скоростные характеристики при работе с типовой малой нагрузкой.

3. Результаты экспериментальных исследований

В процессе экспериментальных измерений выполнялась оценка характеристик до момента, когда двигатель не сможет перемещать нагрузку (начнутся пропуски шагов). В таблицах 2-4 приводятся основные скоростные, токовые и температурные характеристики, полученные при измерении характеристик драйверов. На рисунке 3 представлены основные графические характеристики драйверов шаговых двигателей.

Таблица 2. Максимальные скоростные режимы драйвера A4988 при дроблении шагов

Положение ключей			Дробление шага	v_{meas}, мм/с	t_{d1}, мс	I_{cur}, А	T_d, ℃	N, дБ
MS1	MS2	MS3						
0	0	0	Full	26.59	0.300	0.40	64	62
1	0	0	Half	22.22	0.130	0.44	71	59
0	1	0	1/4	20.86	0.055	0.45	76	59
1	1	0	1/8	19.85	10^{-3}	0.51	75	61
1	1	1	1/16	09.79	$5 \cdot 10^{-9}$	0.73	77	58
Примечания: Фоновый шум 45 дБ Температура окружающей среды 26℃ V_{ref}=1.025 В T_d – температура радиатора драйвера шагового двигателя Направление движения вперед *True*								

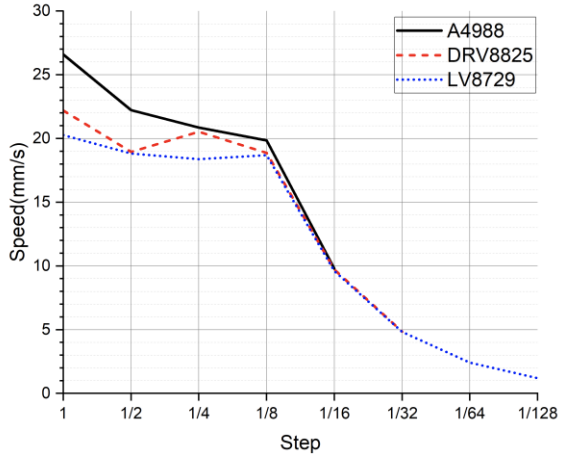
Таблица 3. Максимальные скоростные режимы драйвера DRV8825 при дроблении шагов

Положение ключей			Дробление шага	v_{meas}, мм/с	t_{d1}, мс	I_{cur}, А	T_d, ℃	N, дБ
MS1	MS2	MS3						
0	0	0	Full	22.19	0.400	0.458	85	59
1	0	0	Half	18.95	0.250	0.500	89	62
0	1	0	1/4	20.53	0.060	0.540	94	62
1	1	0	1/8	18.87	$2 \cdot 10^{-3}$	0.560	92	57
0	0	1	1/16	09.72	$5 \cdot 10^{-9}$	0.700	94	55
1	1	1	1/32	04.85	$5 \cdot 10^{-9}$	0.700	100	55
Примечания: Фоновый шум 45 дБ Температура окружающей среды 26℃ V_{ref}=0.689 В T_d – температура радиатора драйвера шагового двигателя Направление движения вперед *True*								

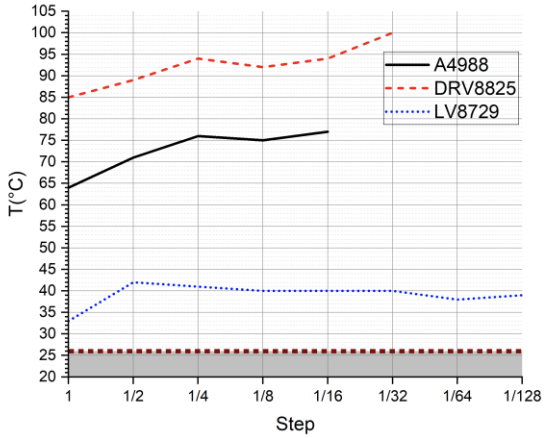
Таблица 4. Максимальные скоростные режимы драйвера LV8729 при дроблении шагов

Положение ключей			Дробление шага	v_{meas}, мм/с	t_{d1}, мс	I_{cur}, А	T_d, ℃	N, дБ
MS1	MS2	MS3						
0	0	0	Full	20.26	0.45	0.48	33	60
1	0	0	Half	18.82	0.20	0.31	42	64
0	1	0	1/4	18.38	0.07	0.40	41	61
1	1	0	1/8	18.69	10^{-3}	0.40	40	60
0	0	1	1/16	09.60	10^{-9}	0.39	40	55
1	0	1	1/32	04.83	10^{-17}	0.37	40	51
0	1	1	1/64	02.42	10^{-37}	0.37	38	49
1	1	1	1/128	01.20	10^{-77}	0.36	39	46

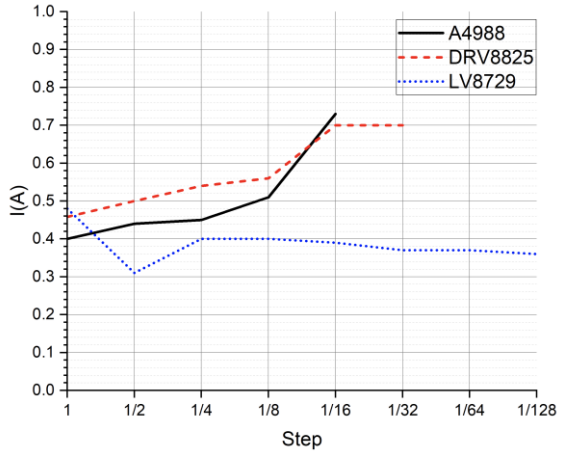
Примечания:
Фоновый шум 45 дБ
Температура окружающей среды 26℃
V_{ref}=0.925 В
T_d – температура радиатора драйвера шагового двигателя
Направление движения вперед *False*



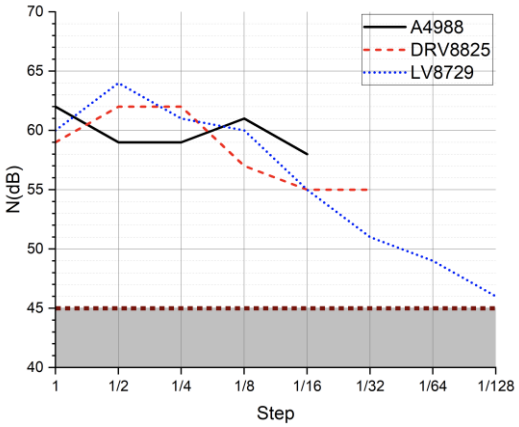
а) зависимость максимальной скорости от шага



б) зависимость температуры от шага



в) зависимость тока от шага



г) зависимость шума от шага

Рис. 3. Зависимость характеристик системы драйвер/двигатель от дробления шага.

Полученные результаты подтверждают понижение максимальной скорости при дроблении шага, однако применение данной операции также позволяет снизить шум работы двигателей. Применение драйвера LV8729 позволяет достигать высоких скоростных характеристик при более малых значениях тока (0.4 А), при этом использование драйвера DRV8825 требует дополнительного охлаждения, так как его температура работы достигает до 150℃, при этом для A4988 такая температура равна 85℃, как и для LV8729.

На основании всех полученных результатов можно отметить, что в случае необходимости работы только в режимах Full и Half оптимальным выбором является драйвер A4988, но в случае необходимости увеличения дробления шагов следует выбирать драйвер LV8729, который обеспечивает большее деление шага, меньшую температурную нагрузку, а также меньший ток потребления при близких скоростях.

4. Заключение

В статье был произведен анализ предельных скоростных режимов работы шагового двигателя при использовании разных драйверов с возможностью дробления шагов. Проведенные исследования показывают, что выбор драйверов шаговых двигателей следует выполнять на основе анализа нескольких показателей, так нагрев драйвера, шумность двигателя, возможность обеспечения минимального дробления шага, при этом стоит помнить, что с уменьшением микрошага при дроблении снижается также и скорость вращения винта, но при этом значительно повышается точность. Полученные результаты показали, что наиболее лучшими характеристиками обладает драйвер LV8729, однако в случае использования полного или половинного микрошага можно использовать драйвер A4988, который позволяет обеспечить высокую скорость перемещения, а также малые температуры нагрева, особенно по сравнению с драйвером DRV8825.

5. Благодарности

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания «Специальная установка с ЧПУ» № FZGM-2025-0007.

Литература

1. Barabas Z. A., Morar A. High Performance Microstepping Driver System based on Five-phase Stepper Motor (sine wave drive) // Procedia Technology. 2014. Т. 12. С. 90–97.
2. Мирзаев, Р. А. Управление биполярным шаговым двигателем с помощью контроллера / Р. А. Мирзаев, Ф. А. Халковский, Н. А. Смирнов // Актуальные проблемы авиации и космонавтики. – 2010. – Т. 1, № 6. – С. 365-366. – EDN TBIAZL.
3. Nasr M., Singh A., Moore K. J. Smart Automatic Modal Hammer: Predictor–Corrector Approach for Accurate Excitation of Dynamical Systems // J. Vib. Eng. Technol. 2024. Т. 12. № S1. С. 1045–1063.
4. Canning A. J., Li J. Q., Chen J., Hoang K., Thorsen T., Vaziri A., Vo-Dinh T. Tunable and scalable production of nanostar particle platforms for diverse applications using an AI-integrated automated synthesis system // J Mater Sci. 2025. Т. 60. № 8. С. 3768–3785.
5. Мельниченко, В. О. Контроль шагового двигателя с помощью драйвера шагового двигателя и платы Arduino / В. О. Мельниченко // Теоретические и прикладные аспекты естественно-научного образования в эпоху цифровизации : Материалы III Международной научно-практической конференции, Брянск, 11–12 апреля 2024 года.

– Брянск: Брянский государственный университет им. акад. И.Г. Петровского, 2024. – С. 83-88. – EDN ZQPKZR.
6. Севцов, И. А. Сравнительный анализ драйверов для шагового двигателя / И. А. Севцов, С. А. Тюрин, В. А. Трусов // Труды международного симпозиума "Надежность и качество". – 2020. – Т. 2. – С. 102-103. – EDN LORX.
7. Wardhana A. W., Nugroho D. T. Stepper motor control with DRV 8825 driver based on square wave signal from AVR microcontroller timer // AIP Conference Proceedings. 2019. Т. 2094. С. 020015.
8. Zhou R., Jiang J., Li P., Lu S., Li B., Du C. Optimized compound control strategy for high-speed 3D printing: enhancing surface quality and printing precision // J Braz. Soc. Mech. Sci. Eng. 2025. Т. 47. № 8.
9. Ishchenko E. A., Egorova E. D., Fedorov S. M., Bashkirov A. V. Evaluation of the Bearing Determination Stability of a Wideband Direction Finder Based on SDR // 2025 International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech). 2025. С. 13–15.

REFERENCES

1. Barabas Z. A., Morar A. High Performance Microstepping Driver System based on Five-phase Stepper Motor (sine wave drive) // Procedia Technology. 2014. Т. 12. С. 90–97.
2. Mirzaev, R. A. Control of a bipolar stepper motor using a controller / R. A. Mirzaev, F. A. Khalkovsky, N. A. Smirnov // Actual problems of aviation and cosmonautics. - 2010. - V. 1, No. 6. - P. 365-366. - EDN TBIAZL.
3. Nasr M., Singh A., Moore K. J. Smart Automatic Modal Hammer: Predictor–Corrector Approach for Accurate Excitation of Dynamical Systems // J. Vib. Eng. Technol. 2024. Т. 12. № S1. С. 1045–1063.
4. Canning A. J., Li J. Q., Chen J., Hoang K., Thorsen T., Vaziri A., Vo-Dinh T. Tunable and scalable production of nanostar particle platforms for diverse applications using an AI-integrated automated synthesis system // J Mater Sci. 2025. Т. 60. № 8. С. 3768–3785.
5. Melnichenko, V. O. Control of a stepper motor using a stepper motor driver and an Arduino board / V. O. Melnichenko // Theoretical and applied aspects of natural science education in the era of digitalization: Proceedings of the III International scientific and practical conference, Bryansk, April 11–12, 2024. – Bryansk: Bryansk State University named after academician I.G. Petrovsky, 2024. – P. 83–88. – EDN ZQPKZR.
6. Sevtsov, I. A. Comparative analysis of stepper motor drivers / I. A. Sevtsov, S. A. Tyurin, V. A. Trusov // Proceedings of the international symposium "Reliability and Quality". - 2020. - Vol. 2. - P. 102-103. - EDN LORX.
7. Wardhana A. W., Nugroho D. T. Stepper motor control with DRV 8825 driver based on square wave signal from AVR microcontroller timer // AIP Conference Proceedings. 2019. Т. 2094. С. 020015.
8. Zhou R., Jiang J., Li P., Lu S., Li B., Du C. Optimized compound control strategy for high-speed 3D printing: enhancing surface quality and printing precision // J Braz. Soc. Mech. Sci. Eng. 2025. Т. 47. № 8.
9. Ishchenko E. A., Egorova E. D., Fedorov S. M., Bashkirov A. V. Evaluation of the Bearing Determination Stability of a Wideband Direction Finder Based on SDR // 2025 International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech). 2025. С. 13–15.

ОЦЕНКА ВРЕМЕНИ РАЗВИТИЯ ПРОБОЯ В АНТЕННЕ МОЩНОГО СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНОГО ГЕНЕРАТОРА ПРИ ИЗЛУЧЕНИИ ИМПУЛЬСОВ С РАЗЛИЧНЫМИ ЗАКОНАМИ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ

А.А. Волков

Военный 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 критерия пробоя получено уравнение для оценки времени развития пробоя в антенне мощного сверхвысокочастотного генератора (СВЧ) при излучении импульса с амплитудной модуляцией. Проведены расчеты зависимостей времени развития пробоя от пиковой амплитуды и длительности импульсов с разными формами огибающих в режиме надкритических амплитуд. Дана характеристика полученных зависимостей.

Ключевые слова: электромагнитное поле, сверхвысокочастотный генератор, пробой воздуха, время развития пробоя.

ESTIMATION OF THE BREAKDOWN DEVELOPMENT TIME IN THE ANTENNA OF A POWERFUL MICROWAVE GENERATOR WHEN EMITTING PULSES WITH DIFFERENT AMPLITUDE MODULATION LAWS

A. A. Volkov

Military 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 breakdown criterion, an equation is obtained for estimating the time of breakdown development in the antenna of a powerful microwave generator when emitting an amplitude-modulated pulse. The dependences of the breakdown development time on the peak amplitude and duration of pulses with different envelope shapes in the supercritical amplitude mode have been calculated. The characteristics of the obtained dependencies are given.

Keywords: electromagnetic field, microwave generator, air breakdown, breakdown development time.

1. Введение

Мощные СВЧ генераторы могут стать основой для развития систем радиолокации, радионавигации, радиосвязи, а также других радиоэлектронных систем, эффективность которых прямо зависит от мощности излучателей электромагнитных полей (ЭМП). В настоящее время наибольшие уровни излучаемой импульсной мощности получены в классе релятивистских СВЧ генераторов [1] и составляют единицы ГВт. Некоторые образцы приборов указанного класса имеют мощность более 10 ГВт. Вывод электромагнитной энергии релятивистских СВЧ генераторов в атмосферу осуществляется, как правило, через рупорно-волноводные поверхностные антенны, в раскрыве которых установлена диэлектрическая перегородка, разделяющая вакуумные тракты прибора и окружающее воздушное пространство. При излучении ЭМП большой

мощности вблизи перегородки со стороны воздушного пространства может возникнуть СВЧ пробой. Образующаяся в результате пробоя электронная плазма экранирует антенну и снижает эффективность излучения ЭМП. Скорость образования электронной плазмы и, следовательно, время развития пробоя, под которым понимается время достижения критического значения концентрации электронов, зависят от амплитуды поля, наложенного на воздух [2]. Это приводит к ограничению длительности излучаемых импульсов в режиме превышения критической амплитуды. Поэтому при обосновании требований к излучателям мощных импульсных ЭМП важной задачей является определение времени развития пробоя в раскрыве антенны СВЧ генератора.мВ работе [3] проводились исследования зависимостей параметров электрического пробоя воздуха от формы импульса модулирующей функции излучаемого СВЧ импульса, однако время развития пробоя не оценивалось. Поэтому цель настоящей работы состоит в оценке времени развития пробоя в антенне мощного СВЧ генератора при излучении импульсов с различными законами амплитудной модуляции.

2. Методика оценки времени развития пробоя

При оценке времени развития пробоя будет считаться, что возбуждающие антенну СВЧ импульсы представляют собой узкополосные радиоимпульсы ЭМП с медленно меняющейся амплитудой. Такое представление вполне подходит для описания полей, формируемых релятивистскими СВЧ генераторами. Для аппроксимации закона амплитудной модуляции $E_m(t)$ будет использоваться функция вида:

$$E_m(t) = E_{\max} \frac{(\eta+\mu)^{\eta+\mu}}{\eta^{\eta}\mu^{\mu}} \left(\frac{t}{\tau}\right)^{\eta} \left(1-\frac{t}{\tau}\right)^{\mu} \left(\sigma(t)-\sigma(t-\tau)\right), \qquad (1)$$

где $E_{\max}$ – пиковая амплитуда; τ – длительность импульса «по нулям»; η, μ – параметры формы огибающей; $\sigma(t)$ – функция Хевисайда. Оценка времени развития пробоя проводилась для СВЧ импульсов с прямоугольной ($\eta=0$, $\mu=0$), эллиптической ($\eta=0{,}5$, $\mu=0{,}5$), параболической ($\eta=1$, $\mu=1$) и колоколообразной ($\eta=2$, $\mu=2$) огибающими. Их графики показаны на рисунке 1. Представленные огибающие отличаются скоростью нарастания и спада амплитуды.

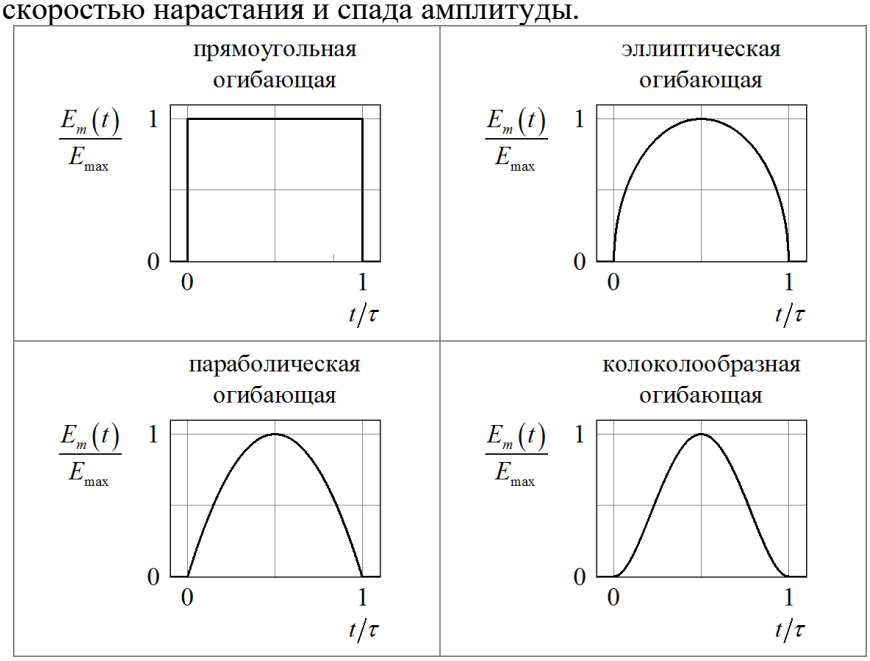


Рис. 1. Законы модуляции СВЧ импульсов

В теории СВЧ пробоя газов [4] оценку предельно допустимых пробойных параметров ЭМП проводят на основе порогового критерия:

$$n(t) = n_{\text{кр}}, \tag{2}$$

где $n(t)$ – концентрация электронов в газе; $n_{\text{кр}}$ – критическое значение концентрации электронов, при котором происходит электрический пробой газа (газ становится проводящим).

При воздействии на воздух в нормальных атмосферных условиях мощного импульса СВЧ ЭМП концентрацию электронов в основном определяют процессы ионизации молекул газов из состава воздуха и прилипания к ним электронов [5]. Процессы рекомбинации, диффузии и отлипания электронов в данном случае несущественны и в решаемой задаче учитываться не будут. Рост электронной концентрации происходит в интервале времени, когда амплитуда СВЧ импульса превосходит статический пробойный уровень. С учетом изложенного концентрация электронов будет определяться формулой [6]:

$$n(t) = n_0 \exp\left(\int_0^t \nu\left(E_m(\xi)\right) d\xi \right), \tag{3}$$

где $n_0 = n(0)$ – начальная концентрация электронов; $\nu(E_m)$ – зависимость частоты появления электронов от амплитуды напряженности электрического поля:

$$\nu(E_m) = \left(\nu_i(E_m) - \nu_a\right)\sigma\left(E_m - E_{\text{ст пр}}\right), \tag{4}$$

ν_a – частота прилипания электронов к молекулам газов, из которых состоит воздух; $\nu_i(E_m)$ – зависимость частоты ионизации молекул газов, из которых состоит воздух, от амплитуды напряженности электрического поля; $E_{\text{ст пр}}$ – статический пробойный уровень.

Зависимость $\nu_i(E_m)$ может быть аппроксимирована выражением [7]:

$$\nu_i(E_m) \simeq \nu_a \mathrm{e}^{\beta\left(1 - E_{\text{ст пр}}/E_m\right)}, \tag{5}$$

где $\beta = 9,259$ – параметр аппроксимации.

Из (2) и (3) следует уравнение для определения времени развития пробоя $\tau_{\text{пр}}$:

$$n_{\text{кр}} = n_0 \exp\left(\int_0^{\tau_{\text{пр}}} \nu\left(E_m(\xi)\right) d\xi \right). \tag{6}$$

Решение уравнения (6) через элементарные функции не выражается, однако оно может быть решено численными или графическими методами в специальных математических программах.

Таким образом, методика оценки времени развития пробоя включает:

– задание исходных данных (параметры формы огибающей СВЧ импульса η и μ, пиковая амплитуда $E_{\max}$, длительность импульса τ, частота прилипания ν_a, статический пробойный уровень $E_{\text{ст пр}}$, начальная концентрация электронов в воздухе n_0, критическое значение концентрации электронов $n_{\text{кр}}$);

– решение уравнения (6) для заданного набора исходных данных.

3. Результаты оценки времени развития пробоя

В качестве исходных данных для расчета выбраны следующие значения параметров среды: $E_{\text{ст пр}} = 30$ кВ/см, $\nu_a = 10^8$ с$^{-1}$, $n_0 = 1000$ см$^{-3}$, $n_{\text{кр}} = 10^{12}$ см$^{-3}$. Диапазон

пиковых амплитуд составлял $(1,5...2,5)E_{\text{ст пр}}$. Длительности импульсов выбирались из характерного для релятивистских СВЧ генераторов диапазона от 10 нс до 10 мкс. Решение уравнения (6) проводилось графическим методом в программе Mathcad. На рисунке 2 показаны графики зависимостей времени развития пробоя от нормированной к статическому пробойному уровню пиковой амплитуды для СВЧ импульсов с рассматриваемыми законами амплитудной модуляции. Расчет выполнен для $\tau = 10$ нс. Из графиков видно, что величина $\tau_{\text{пр}}$ является функцией параметров формы огибающей η и μ. При одинаковых пиковых амплитудах наименьшее время развития пробоя соответствует импульсу с прямоугольной огибающей, а наибольшее – импульсу с колоколообразной огибающей. При увеличении пиковой амплитуды время развития пробоя уменьшается.

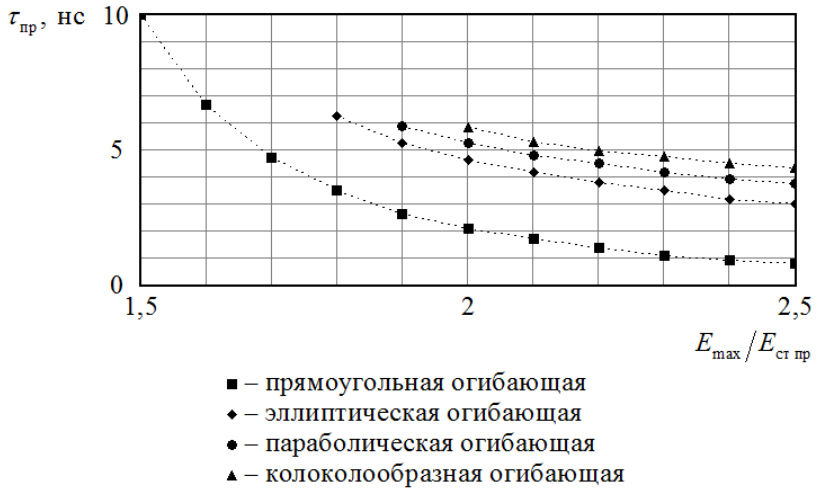


Рис. 2. Зависимости времени развития пробоя от пиковой амплитуды импульса

На рисунке 3 показаны графики зависимостей времени развития пробоя от длительности СВЧ импульсов с рассматриваемыми законами амплитудной модуляции. Расчет выполнен для $E_{\max}/E_{\text{ст пр}} = 2$. Из графиков видно, что для импульса с прямоугольной огибающей время развития пробоя не зависит от длительности импульса. Для остальных огибающих величина $\tau_{\text{пр}}$ возрастает при увеличении длительности импульса.

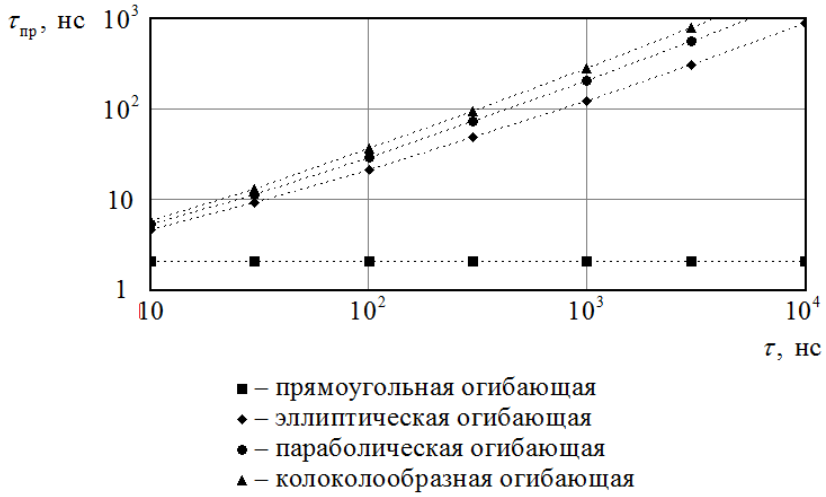


Рис. 3. Зависимости времени развития пробоя от длительности импульса

4. Заключение

Таким образом, на основе критерия пробоя получено уравнение, определяющее время развития пробоя воздуха как неявную функцию пиковой амплитуды, длительности и параметров формы огибающей СВЧ импульса. Проведены расчеты зависимостей времени развития пробоя от пиковой амплитуды и длительности СВЧ импульса для различных форм модулирующих функций: прямоугольной, эллиптической, параболической и колоколообразной. В качестве исходных данных использовались параметры воздушной среды, соответствующие нормальным атмосферным условиям. Длительности импульсов выбирались из диапазона реализуемых длительностей мощных релятивистских СВЧ генераторов. В результате расчетов установлено, что в режиме надкритических амплитуд время развития пробоя уменьшается при увеличении пиковой амплитуды. При этом для импульсов с эллиптической, параболической и колоколообразной огибающими время развития пробоя увеличивается при увеличении длительности импульса, а для импульсов с прямоугольной огибающей – не зависит от длительности импульса. При одинаковых пиковой амплитуде и длительности импульса наименьшее время развития пробоя соответствует импульсу с прямоугольной огибающей, а наибольшее – импульсу с колоколообразной огибающей.

Литература

1. Диденко А. Н. СВЧ-энергетика: Теория и практика. М.: Наука, 2003. – 446 с.
2. Райзер Ю.П. Основы физики газоразрядных процессов. М.: Наука, 1980. – 416 с.
3. Волков А.А. Поиск оптимальной формы огибающей сверхвысокочастотного импульса мощного генератора в предельно допустимом режиме излучения // Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2023, Т. 26, № 1. – С. 106 – 115.
4. Мак-Доналд А. Сверхвысокочастотный пробой в газах. М.: Мир, 1969. – 212 с.
5. Александров А. Ф. Ионизация воздуха в околокритическом электрическом поле / Александров А. Ф., Бычков В. Л., Грачев Л. П., Есаков И. И., Ломтева А. Ю. // Журнал технической физики, 2006, Т. 76, № 3. – С. 38–43.
6. Gould L., Roberts L.W. Breakdown of Air at Microwave Frequencies // Journal of Applied Physics. 1956, Vol. 27, No 10. – P. 1162–1170.
7. Волков А.А. Ограничения на минимальные размеры антенны для излучения мощных сверхвысокочастотных импульсных полей // Антенны, 2014, № 10. – С. 54–59.

References

1. Didenco A. N. Microwave power engineering: Theory and practice. M.: Nauka, 2003. – 446 p.
2. Raiser Yu.P. Fundamentals of physics of gas discharge processes. M.: Nauka, 1980. – 416 p.
3. Volkov A.A. Search for the optimal shape of the envelope of a microwave pulse of a powerful generator in the maximum permissible radiation mode / Physics of Wave Processes and Radio Systems, 2023, Vol. 26, No. 1. – Pp. 106 – 115.
4. Mac-Donald A. Superhigh-frequency breakdown in gases. M.: Mir, 1969. – 212 p.
5. Aleksandrov A.F. Ionization of air in a near-critical electric field / Aleksandrov A.F., Bychkov V.L., Grachev L.P., Esakov I.I., Lomteva A.Yu. // Journal of Technical Physics, 2006, Vol. 76, No. 3. – Pp. 38–43.
6. Gould L., Roberts L.W. Breakdown of Air at Microwave Frequencies // Journal of Applied Physics, 1956, Vol. 27, No 10. – Pp. 1162–1170.
7. Volkov A.A. Restrictions on the minimum dimensions of the antenna for the radiation of powerful ultra-high-frequency pulsed fields // Antennas, 2014, No. 10. – Pp. 54–59.

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ВОЗБУЖДАЮЩИХ ВИДЕОИМПУЛЬСОВ НА ОСЕВОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ КРУГЛОЙ АПЕРТУРЫ

А. А. Волков[1]

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

Аннотация. Получено приближенное соотношение, связывающее плотность энергии осевого излучения круглой апертуры в дальней зоне с коэффициентом автокорреляции равномерно распределенного синхронного возбуждающего поля. Проведен расчет плотности энергии осевого излучения апертуры при ее возбуждении последовательностью гауссовых видеоимпульсов. Дана характеристика полученных результатов.

Ключевые слова: видеоимпульс, круглая апертура, осевое излучение, плотность энергии.

ANALYSIS OF THE INFLUENCE OF THE PARAMETERS OF THE SEQUENCE OF EXCITING VIDEO PULSES ON THE AXIAL RADIATION OF A CIRCULAR APERTURE

A. A. Volkov[1]

[1]Military 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. An approximate relationship is obtained linking the energy density of the axial radiation of a circular aperture in the far field with the autocorrelation coefficient of a uniformly distributed synchronous excitation field. The energy density of axial radiation of the aperture is calculated when it is excited by a sequence of Gaussian video pulses. A characterization of the obtained results is provided.

Keywords: video pulse, circular aperture, axial radiation, energy density.

1. Введение

В настоящее время ведется активное освоение коротких видеоимпульсов в различных областях радиоэлектроники, что обусловлено возможностями повышения с их помощью эффективности существующих радиоэлектронных систем, а также создания систем с новыми свойствами. При этом решение ряда практических задач требует обеспечения высокой плотности энергии электромагнитного поля (ЭМП) в заданном направлении на большом расстоянии от источника излучения в режиме пачки импульсов. Такие возможности при определенных условиях могут обеспечить апертурные антенны [1].

Вопросы излучения апертурных антенн при их возбуждении видеоимпульсами рассматривались в ряде работ, например [2–6]. В указанных источниках показано, что в моноимпульсном режиме возможно существование области так называемого «электромагнитного снаряда» в направлении оси, перпендикулярной апертуре. При этом режим излучения пачки импульсов не рассматривался.

Для оценки эффективности излучения видеоимпульсов удобно использовать плотность энергии ЭМП антенны в заданном направлении [3]. В общем виде получить

аналитическое выражение плотности энергии для всех видов апертур не удается, однако задачу можно решить для широко распространенных круглых апертур.

Цель работы состоит в проведении анализа влияния параметров излучаемой последовательности видеоимпульсов на плотность энергии осевого излучения круглой апертуры в дальней зоне.

2. Оценка плотности энергии ЭМП антенны в направлении оси симметрии

Схема антенны в системе координат, совмещенной с центром апертуры, показана на рисунке 1, где обозначено: x, y, z – оси декартовой системы координат; r, – расстояние от центра апертуры до точки наблюдения; ρ, ψ – полярные координаты элементарного излучателя площадью dS; r_S – расстояние от элементарного излучателя до точки наблюдения.

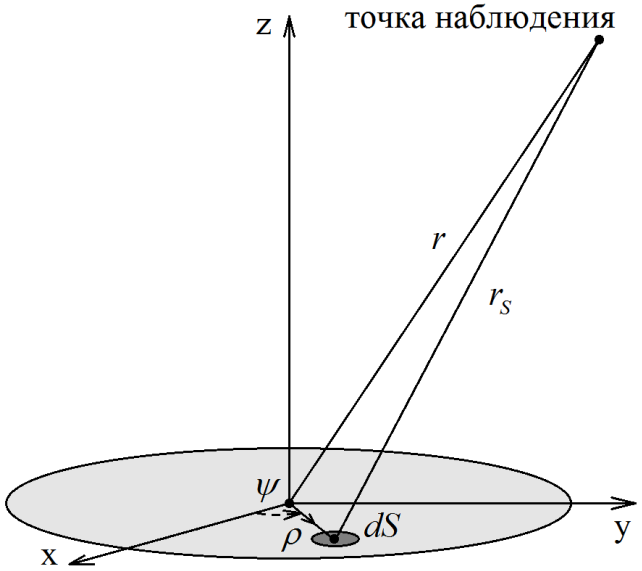


Рис. 1. Круглая апертура в собственной системе координат

Пространственное распределение плотности энергии ЭМП антенны определяется по формуле:

$$w(\mathbf{r}) = \frac{1}{Z_0}\int_{-\infty}^{\infty} \left|\mathbf{E}(\mathbf{r},t)\right|^2 dt\,, \qquad (1)$$

где $\mathbf{E}(\mathbf{r},t)$ – вектор напряженности электрического поля антенны в точке наблюдения; t – время; $\mathbf{r} = x\mathbf{i} + y\mathbf{j} + z\mathbf{k}$ – радиус-вектор точки наблюдения; x, y, z – декартовы координаты точки наблюдения; $\mathbf{i}$, $\mathbf{j}$, $\mathbf{k}$ – орты декартовых координат; $Z_0 = 120\pi$ Ом – волновое сопротивление свободного пространства.

Напряженность электрического поля, создаваемого излучающей поверхностью S, в точке наблюдения с радиусом вектором $\mathbf{r}$ определяется интегралом Кирхгофа [7]:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r},t) = \mathbf{rot}\int_S \frac{\mathbf{n}\times\mathbf{E}_{\text{в}}\left(\boldsymbol{\rho}, t - \left|\mathbf{r}-\boldsymbol{\rho}\right|/c\right)}{2\pi\left|\mathbf{r}-\boldsymbol{\rho}\right|} dS\,, \qquad (2)$$

где $\mathbf{E}_{\text{в}}(\boldsymbol{\rho},t)$ – пространственно-временное распределение возбуждающего антенну поля; $\boldsymbol{\rho} = x_S\mathbf{i} + y_S\mathbf{j}$ – радиус вектор элементарного излучателя; x_S, y_S – декартовы

координаты элементарного излучателя; $\mathbf{n}$ – вектор нормали к поверхности S; c – скорость распространения ЭМП. Для рассматриваемой геометрии $\mathbf{n}=\mathbf{k}$.

Далее будет считаться, что апертура возбуждается синхронно во всех точках, а вектор $\mathbf{E}_0(\boldsymbol{\rho},t)$ имеет только одну составляющую. В этом случае ось x можно совместить с направлением поля, а вектор $\mathbf{E}_{\text{в}}(\boldsymbol{\rho},t)$ представить в виде:

$$\mathbf{E}_{\text{в}}(\boldsymbol{\rho},t)=\mathbf{E}_{\text{в}}(t)=\mathbf{i}E_{\text{в}}(t). \tag{3}$$

где $E_{\text{в}}(t)$ – временная зависимость возбуждающего поя.

Можно показать, что для дальней зоны ($r>>\rho$) справедливы следующие приближения:

$$\frac{1}{|\mathbf{r}-\boldsymbol{\rho}|}=\frac{1}{r_S}\approx\frac{1}{r}, \tag{4}$$

$$|\mathbf{r}-\boldsymbol{\rho}|=r_S\approx r+\frac{\rho^2}{2r}-\frac{xx_S+yy_S}{r}. \tag{5}$$

В [8] показано, что с учетом (3) – (5) формула (2) приводится к виду:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r},t)\approx\frac{z\mathbf{i}-x\mathbf{k}}{2\pi cr^2}\int_S\frac{\partial}{\partial t}E_{\text{в}}\left(t-\frac{r}{c}+\frac{\rho^2}{2rc}-\frac{xx_S+yy_S}{rc}\right)dS. \tag{6}$$

Для точек наблюдения, находящихся на оси симметрии апертуры $x=y=0$, $r=z$. В этих точках напряженность поля антенны имеет одну составляющую:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r},t)=\mathbf{i}E_x(z,t), \tag{7}$$

где

$$E_x(z,t)\approx\frac{1}{2\pi cz}\int_0^R\int_0^{2\pi}\frac{\partial}{\partial t}E_{\text{в}}\left(t-\frac{z}{c}-\frac{\rho^2}{2zc}\right)\rho d\rho d\psi, \tag{8}$$

R – радиус апертуры.

Вычисление интеграла (8) дает:

$$E_x(z,t)=E_{\text{в}}\left(t-\frac{z}{c}\right)-E_{\text{в}}\left(t-\frac{z}{c}-\frac{R^2}{2zc}\right). \tag{9}$$

Подстановка (7) и (9) в (1) приводит к формуле:

$$w(z)=2w_{\text{в}}\left(1-K_{\text{в}}\left(\frac{R^2}{2zc}\right)\right), \tag{10}$$

где $w_{\text{в}}$ – плотность энергии возбуждающего поля:

$$w_{\text{в}}=\frac{1}{Z_0}\int_{-\infty}^{\infty}E_{\text{в}}^2(t)\,dt, \tag{11}$$

$K_{\text{в}}(\tau)$ – коэффициент автокорреляции сигнала $E_{\text{в}}(t)$:

$$K_{\text{в}}(\tau)=\frac{1}{w_{\text{в}}Z_0}\int_{-\infty}^{\infty}E_{\text{в}}(t)E_{\text{в}}(t-\tau)\,dt. \tag{12}$$

Из (10) видно, что плотность энергии осевого излучения круглой апертуры определяется плотностью энергии и коэффициентом автокорреляции возбуждающего поля, а также отношением $R^2/(2zc)$, имеющим размерность времени. Величина $w(z)$

убывает при увеличении расстояния до точки наблюдения (т.к. $K_{в}(\tau) \to 1$ при $\tau \to 0$) и возрастает при увеличении размера апертуры.

3. Результаты расчета плотности энергии ЭМП антенны в направлении оси симметрии

Расчет плотности энергии осевого излучении апертуры проводился для моноимпульсного и пачечного режимов ее возбуждения. В качестве возбуждающих импульсов рассматривались гауссовы видеоимпульсы. Границей дальней зоны считалось расстояние $z = 10R$.

Одиночный гауссов видеоимпульс в собственной системе отсчета времени, начало которой совмещено с центром импульса, можно представить законом:

$$E_{в0}(t) = E_{в0m} \exp\left(-18t^2/\tau_{и}^2\right). \qquad (13)$$

где $E_{в0m}$ – амплитуда импульса; $\tau_{и}$ – длительность импульса по уровню $0,011E_{0m}$.

Вычисление коэффициента автокорреляции и плотности энергии для одиночного импульса приводит к следующим результатам:

$$K_{в0}(\tau) = \exp\left(-\frac{9\tau^2}{\tau_{и}^2}\right), \qquad (14)$$

$$w_0(z) = 2w_{в0}\left(1 - \exp\left(-\left(\frac{3R^2}{2zc\tau_{и}}\right)^2\right)\right). \qquad (15)$$

На рисунке 2 показаны графики нормированных зависимостей плотности энергии осевого излучения круглой апертуры от нормированного расстояния до точки наблюдения в моноимпульсном режиме для различных соотношений между размером апертуры и пространственной протяженностью возбуждающего импульса. Из графиков видно, что при $R = 30c\tau_{и}$ и $R = 100c\tau_{и}$ существует область, в которой плотность энергии постоянна (область «электромагнитного снаряда»). В первом случае размер указанной области ограничен сверху расстоянием $z \simeq 20R$, а во втором случае – расстоянием $z \simeq 70R$. При увеличении расстояния за областью постоянной плотности энергии следует область спада плотности энергии по закону обратных квадратов.

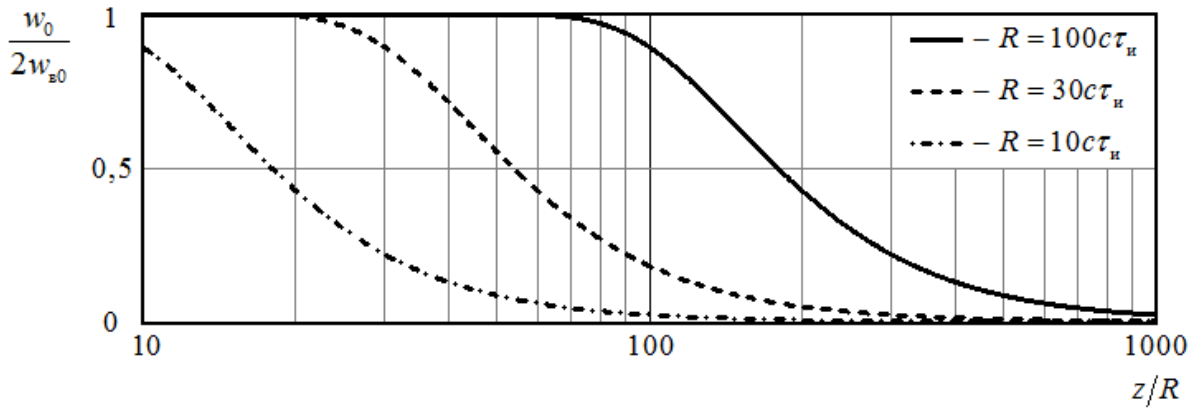


Рис. 2. Зависимости плотности энергии осевого излучения круглой апертуры от расстояния до точки наблюдения при ее возбуждении одиночными импульсами

На рисунке 3 показан график нормированной зависимости плотности энергии осевого излучения круглой апертуры от отношения ее радиуса к пространственной протяженности возбуждающего импульса в моноимпульсном режиме для точки

наблюдения с координатой $z = 10R$. Из графика видно, что для выбранной границы дальней зоны область постоянной плотности энергии образуется при $R \geq 15c\tau_и$.

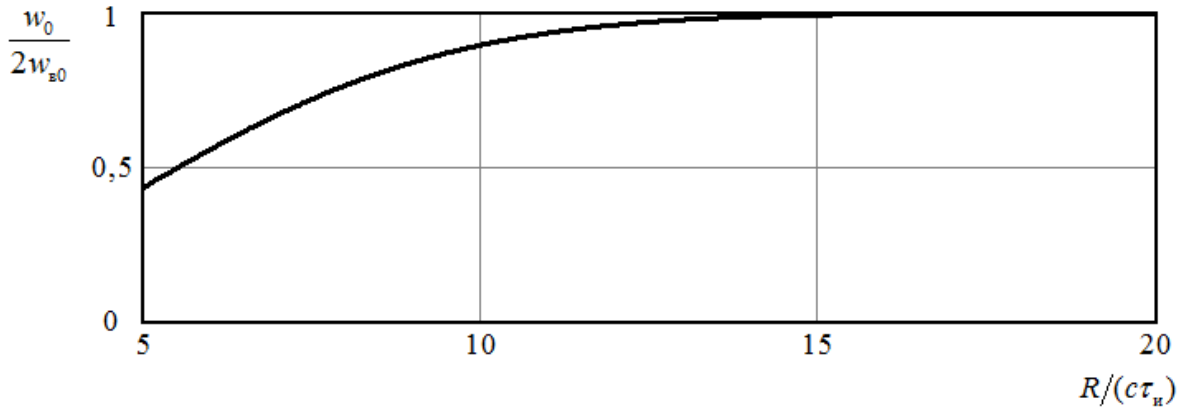


Рис. 3. Зависимость плотности энергии осевого излучения круглой апертуры от ее относительного размера

В режиме пачки импульсов возбуждающее поле может быть представлено в виде:

$$E_в(t) = \sum_{n=0}^{N-1} E_{в0}(t - nT), \tag{16}$$

где N – количество импульсов в пачке; T – период повторения импульсов.

Вычисление коэффициента автокорреляции и плотности энергии для пачки импульсов (16) приводит к следующим результатам:

$$K_в(\tau) = K_{в0}(\tau) + \sum_{n=1}^{N-1}\left(1 - \frac{n}{N}\right)\left(K_{в0}(\tau + nT) + K_{в0}(\tau - nT)\right), \tag{17}$$

$$w(z) = 2w_в\left(1 - K_{в0}\left(\frac{R^2}{2zc}\right) - 2w_в\sum_{n=1}^{N-1}\left(1 - \frac{n}{N}\right)\left(K_{в0}\left(\frac{R^2}{2zc} + nT\right) + K_{в0}\left(\frac{R^2}{2zc} - nT\right)\right)\right). \tag{18}$$

Из (18) следует, что в режиме пачки импульсов плотность энергии осевого излучения в общем случае зависит от всех параметров последовательности – длительности, периода повторения и количества видеоимпульсов. Поскольку значение коэффициента автокорреляции $K_{в0}(\tau)$ при $|\tau| \geq 0,5\tau_и$ не превосходит величины 0,011, то можно считать, что влияние периода повторения на плотность энергии для заданного расстояния z будет заметно при выполнении условия:

$$\frac{R^2}{2zc} - 0,5\tau_и \leq T \leq \frac{R^2}{2zc} + 0,5\tau_и. \tag{19}$$

При больших значениях периода повторения импульсов по сравнению с временем распространения ЭМП от центра апертуры к ее краю и (или) длительностью импульса форма зависимости плотности энергии осевого излучения от расстояния остаются такой же, как и в моноимпульсном режиме. Плотность энергии в данном случае зависит только от длительности импульсов и их количества.

На рисунках 4 и 5 показаны графики нормированных зависимостей плотности энергии осевого излучения круглой апертуры размером $R = 100c\tau_и$ от нормированного расстояния до точки наблюдения в моноимпульсном и пачечном режимах, соответственно, при $T = 0,01R/c$ и $T = 0,02R/c$. Из графиков видно, что в пачечном режиме возбуждения зависимости плотности энергии от расстояния имеют провалы. При увеличении количества импульсов в пачке количество провалов и их глубина

увеличиваются. При увеличении периода повторения провалы смещаются в область меньших расстояний, а их ширина уменьшается.

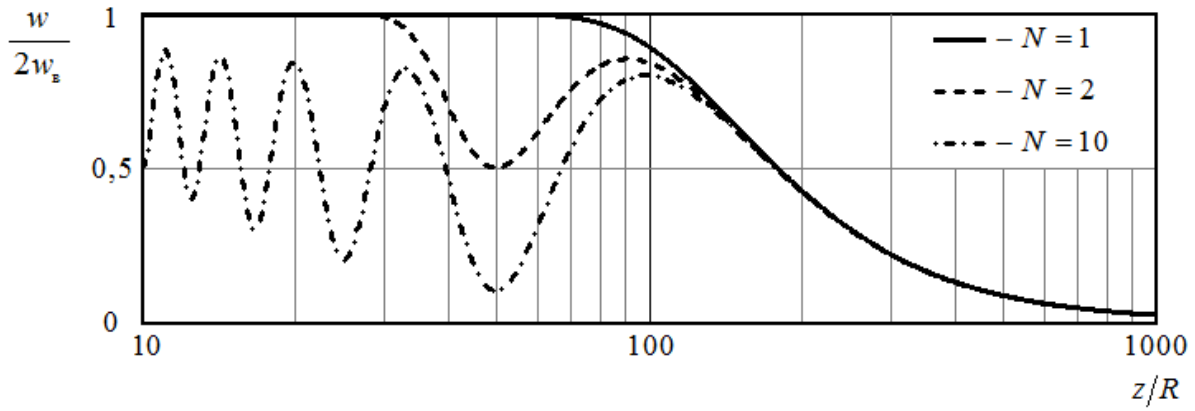


Рис. 4. Зависимости плотности энергии осевого излучения круглой апертуры от расстояния до точки наблюдения в моноимпульсном и пачечном режимах при $T = 0,01R/c$

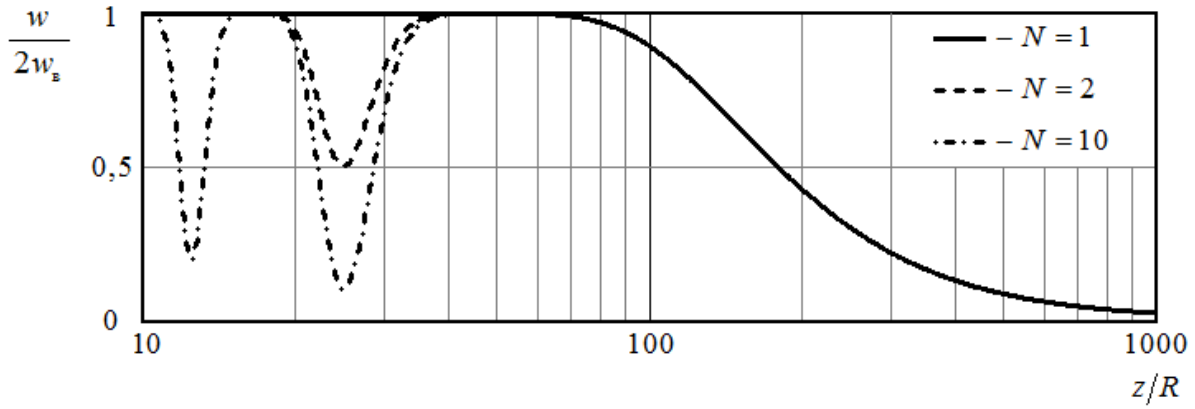


Рис. 5. Зависимости плотности энергии осевого излучения круглой апертуры от расстояния до точки наблюдения в моноимпульсном и пачечном режимах при $T = 0,02\,R/c$

4. Заключение

На основе интеграла Кирхгофа в приближении дальней зоны получено выражение, связывающее плотность энергии осевого излучения круглой апертуры с коэффициентом автокорреляции синхронного возбуждающего поля, равномерно распределенного по апертуре. С использованием полученного выражения проведены расчеты зависимости плотности энергии осевого излучения круглой апертуры от расстояния до точки наблюдения в моноимпульсном и пачечном режимах. В качестве возбуждающих импульсов ЭМП рассматривались гауссовы импульсы. Установлено, плотности энергии осевого излучения в общем случае зависит от режима возбуждения апертуры. При определенных значениях периода повторения зависимости плотности энергии от расстояния имеют провалы, глубина и количество которых увеличиваются при увеличении количества импульсов в пачке. При больших значениях периода повторения импульсов по сравнению с временем распространения ЭМП от центра апертуры к ее краю форма зависимости плотности энергии осевого излучения от расстояния не зависит от режима возбуждения антенны.

Литература

1. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высшая школа, 1988. – 432 с.
2. Wu T.T. Electromagnetic missiles // Journal of Applied Physics, 1985, Vol.57, №7. – P. 2370-2373.
3. Зернов Н. В., Меркулов Г. В. Энергетические характеристики апертурных антенн, излучающих негармонические волны // Радиотехника, 1991, №1. – С. 68-71.
4. Содин Л.Г. Импульсное излучение антенны (электромагнитный снаряд) // Радиотехника и электроника, 1991, Т.36, №5. – С. 1014-1022.
5. Содин Л.Г. Импульсное излучение антенны // Радиотехника и электроника, 1998, Т.43, №2. – С. 166-174.
6. Балакирев В.А., Сидельников Г.Л. Формирование электромагнитного импульса апертурными антеннами // Радиотехника и электроника, 1999, Т.44, №8. – С. 935-942.
7. Джексон Дж. Классическая электродинамика. М.: Мир, 1965. – 702 с.
8. Волков А.А. Анализ влияния формы импульса возбуждающего поля на осевое излучение плоской круглой апертуры // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXX Международной научно-технической конференции: в 5 т. Т. 3. Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2024. – С. 330 –335.

References

1. Sazonov D.M. Antennas and microwave devices. M.: Higher School, 1988. – 432 p.
2. Wu T.T. Electromagnetic missiles // Journal of Applied Physics, 1985, Vol.57, No. 7. – Pp. 2370-2373.
3. Zernov N. V., Merkulov G. V. Energy characteristics of aperture antennas emitting non-harmonic waves // Radio Engineering, 1991, No. 1. – Pp. 68-71.
4. Sodin L.G. Pulsed radiation of an antenna (electromagnetic missiles) // Radio engineering and electronics, 1991, Vol.36, No. 5. – Pp. 1014-1022.
5. Sodin L.G. Pulsed radiation of an antenna // Radio engineering and electronics, 1998, Vol. 43, No. 2. – Pp. 166-174.
6. Balakirev V.A., Sidelnikov G.L. Formation of an electromagnetic pulse by aperture antennas // Radio Engineering and Electronics, 1999, Vol. 44, No.8. – Pp. 935-942.
7. Jackson J. Classical electrodynamics. M.: Mir, 1965. – 702 p.
8. Volkov A.A. Analysis of the influence of the exciting field pulse shape on the axial radiation of a flat circular aperture // Radar, navigation, communications: collected papers of the XXX International scientific and technical conference: in 5 volumes. Vol. 3. Voronezh: Publishing house of VSU, 2024. – Pp. 330 -335.

АППРОКСИМАЦИЯ ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО МНОЖИТЕЛЯ И ЕЕ ПРИМЕНЕНИЕ ДЛЯ РАСЧЕТА ИЗЛУЧЕНИЯ НЕПЛОСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ

А. А. Кононов, Г. К. Усков

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе предлагается методика упрощения интегральных формул для решения прямых задач апертурной теории при ненулевой кривизне излучающей поверхности путем модификации входящего в них выражения для поляризационного множителя. Вводится квазиплоское приближение, позволяющее обходиться без построения явного вида решения краевой задачи для заданной апертуры. Обсуждается влияние предложенной аппроксимации на результаты вычислений, приведено сравнение с данными точного теоретического расчета для случая сферической апертуры.

Ключевые слова: неплоская апертура; поляризационный множитель; квазиплоское приближение; краевая задача; сферическая поверхность; анализ ближнего поля.

APPROXIMATION OF THE POLARIZATION FACTOR AND ITS APPLICATION FOR CALCULATING A NON-PLANAR SURFACE RADIATION

A. A. Kononov, G. K. Uskov

Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The paper proposes a method for simplifying integral formulas for solving direct problems of aperture theory in the case of nonzero curvature of the radiating surface by modifying the polarization factor expression. The quasi-flat approximation is introduced, which allows to avoid constructing the explicit boundary value problem solution for a given aperture. The proposed approximation influence on the calculation results is discussed, and a comparison is made with the accurate theoretical calculation results for the spherical aperture case.

Keywords: non-planar aperture; polarization factor; quasi-flat approximation; boundary value problem; spherical surface.

1. Введение

При решении прямых задач апертурной теории [1, 2], сводящихся, по большому счёту, к вычислению тех или иных характеристик полей, создаваемых поверхностными излучателями, — что в разнообразных сферах современных радиотехнических разработок нередко приходится делать в сверхширокополосном частотном диапазоне [1, 3–6], — наибольшие трудности представляют, несомненно, случаи, в которых геометрическая форма апертурной поверхности не сводится к какому-либо ограниченному или неограниченному участку плоскости [7, 8]. Именно тогда возникает, вообще говоря, необходимость построения в каждом конкретном рассматриваемом случае решения соответствующей краевой задачи [2, 7–10], что может представлять собой весьма нетривиальную проблему.

В настоящей работе обсуждается возможность упрощения и универсализации расчетных формул посредством модификации подынтегрального выражения на основе дополнительных физических соображений качественного характера. Для оценки влияния данной аппроксимации на точность получаемых результатов рассуждения проводятся на примере, точное аналитическое решение для которого уже было получено ранее [7].

2. Основные понятия. Поляризационный множитель

В рамках данной работы предполагается, что искомое поле — например, любая из декартовых компонент $\dot{E}$ вектора электрической напряжённости — удовлетворяет волновому уравнению Гельмгольца

$$\Delta\dot{E} + k^2\dot{E} = 0, \tag{1}$$

где k — волновое число.

Таким образом, речь идёт о т. н. скалярных моделях апертурной теории [1]. Если на апертуре S_a задано распределение «граничного поля» $\dot{E}_a$, то общий вид решения для произвольной точки наблюдения $\vec{r}$ в счётном объёме V таков [1, 2]:

$$\dot{E} = \iint_{S_a} \dot{E}_a(\vec{r}_a)\frac{\partial\dot{G}(\vec{r},\vec{r}_a)}{\partial\vec{n}_a}dS_a = \iint_{S_a} \dot{E}_a(\vec{r}_a)\left(\vec{n}_a, \vec{\nabla}_{\vec{r}_a}\dot{G}(\vec{r},\vec{r}_a)\right)dS_a, \tag{2}$$

где $\vec{n}_a$ — нормаль к апертуре (направленная внутрь V);

$\dot{G}$ — функция Грина для задачи Дирихле [9, 10], удовлетворяющая условиям

$$\begin{cases} \forall_{\vec{r},\vec{r}_a\in V}\ \vec{\nabla}^2_{\vec{r}_a}\dot{G}(\vec{r},\vec{r}_a) + k^2\dot{G}(\vec{r},\vec{r}_a) = 0\,, \\ \forall_{\vec{r}_a\in S_a}\ \dot{G}(\vec{r},\vec{r}_a) = 0\,. \end{cases} \tag{3}$$

Выражение (2) также может быть представлено как

$$\dot{E} = \frac{ik}{2\pi}\iint_{S_a}\dot{E}_a(\vec{r}_a)\dot{\alpha}(\vec{r},\vec{r}_a)\frac{e^{-ikR}}{R}dS_a\,,\ R = \left|\vec{R}\right|,\ \vec{R} = \vec{r} - \vec{r}_a, \tag{4}$$

где величина

$$\dot{\alpha}(\vec{r},\vec{r}_a) = \frac{2\pi}{ik}\cdot\frac{\partial\dot{G}(\vec{r},\vec{r}_a)}{\partial\vec{n}_a}\cdot R\cdot e^{ikR}, \tag{5}$$

характеризующая вклад участка dS_a, расположенного в окрестности $\vec{r}_a$, в величину результирующего поля $\dot{E}$, называется поляризационным множителем [11]. Для плоской апертуры вид формулы (4) особенно прост [1, 2]:

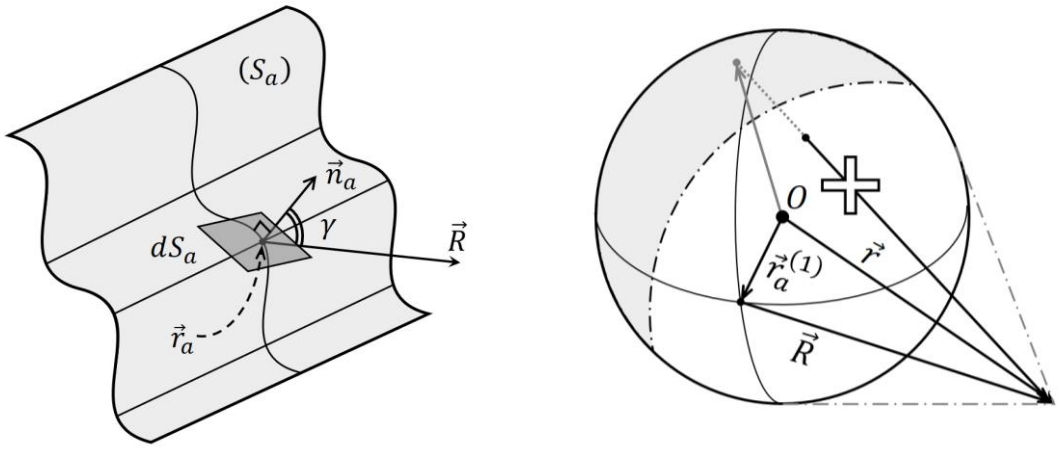
$$\dot{E} = \frac{1}{2\pi}\iint_{S_a}\dot{E}_a(\vec{r}_a)\left(ik + \frac{1}{R}\right)(\vec{n}_a,\vec{e}_R)\frac{e^{-ikR}}{R}dS_a\,,\ \vec{e}_R = \frac{\vec{R}}{|\vec{R}|} = \frac{\vec{r}-\vec{r}_a}{|\vec{r}-\vec{r}_a|}, \tag{6}$$

соответственно, в этом случае

$$\dot{\alpha}_{QF}(\vec{r},\vec{r}_a) = \left(1 + \frac{1}{ikR}\right)(\vec{n}_a,\vec{e}_R) = \left(1 + \frac{1}{ikR}\right)\cos\gamma\,,\ \gamma \le \frac{\pi}{2}, \tag{7}$$

где γ — угол между направлениями $\vec{n}_a$ и $\vec{R} = \vec{r} - \vec{r}_a \uparrow\uparrow \vec{e}_R$.

Суть предлагаемого в настоящей работе квазиплоского (quasi-flat, QF, отсюда индекс в (7)) приближения сводится к тому, что для апертуры произвольной формы в интегральное выражение (4), вместо истинного поляризационного множителя (5), подставляется аппроксимирующая зависимость (7), в которой под $\vec{n}_a$ следует понимать локальную нормаль к апертуре, вообще говоря, зависящую от $\vec{r}_a$ (см. рис. 1, а).



а) б)

Рис. 1. Квазиплоское приближение: а) вычисление угла γ; б) область видимости.

Интегрирование в (6) при этом должно вестись уже не по всей апертуре, а лишь по той её части, которая непосредственно видна из точки наблюдения (рис. 1, б), куда, как мы считаем в рамках «квази-геометрических» (лучевых) представлений [12], не доходит сигнал от участков, оказавшихся за пределами области видимости. В действительности их вклад обычно отличен от нуля, но весьма мал, как это следует из анализа точных решений вида (2), которые — для тех случаев, когда их удаётся получить аналитически, — предоставляют возможность исследовать точную дифракционную картину на заданной частоте. К более подробному разбору одного из таких случаев мы и переходим далее.

3. Сферическая апертура

В работе [7] была рассмотрена апертура, имеющая вид сферы радиуса R_a с центром, расположенным в начале координат. Точная версия интегральной формулы для расчета поля излучения в таком случае представляет собой следующее разложение:

$$\dot{E}(\vec{r}) = \sum_{l=0}^{l=\infty} \sum_{m=-l}^{m=l} a_{lm} \cdot \sqrt{\frac{R_a}{r}} \cdot \frac{\mathcal{H}^{(2)}_{l+\frac{1}{2}}(kr)}{\mathcal{H}^{(2)}_{l+\frac{1}{2}}(kR_a)} \cdot \mathcal{Y}_l^m(\theta,\varphi), \tag{8}$$

где $\mathcal{H}^{(2)}_{l+1/2}$ — функция Ханкеля 2-го рода порядка $(l+1/2)$;

$\mathcal{Y}_l^m$ — сферическая функция с индексами l и m, которая может быть выражена как

$$\mathcal{Y}_l^m(\theta,\varphi) = \sqrt{\frac{2l+1}{4\pi} \cdot \frac{(l-|m|)!}{(l+|m|)!}} \cdot \frac{\mathcal{P}_l^{|m|}(\cos\theta)\cdot e^{im\varphi}}{(\delta_{m0}-\operatorname{sgn} m)^m} \tag{9}$$

через присоединённые полиномы Лежандра:

$$\mathcal{P}_l^{|m|}(\mu) = \left(\sqrt{1-\mu^2}\right)^{|m|} \cdot \frac{d^{|m|}}{d\mu^{|m|}} \mathcal{P}_l(\mu), \tag{10}$$

$$\mathcal{P}_l(\mu) = \frac{1}{2^l \cdot l!} \cdot \frac{d^l}{d\mu^l} (\mu^2-1)^l. \tag{11}$$

Коэффициенты разложения в (8) определяются распределением поля на апертуре:

$$a_{lm} = \frac{1}{\|\mathcal{Y}_l^m\|^2} \int_0^{2\pi} d\varphi_a \int_0^{\pi} \dot{E}_a(\theta_a,\varphi_a) \cdot \left(\mathcal{Y}_l^m(\theta_a,\varphi_a)\right)^* \cdot \sin\theta_a \, d\theta_a, \tag{12}$$

где $\|\mathcal{Y}_l^m\|$ — норма сферической функции (при использовании определений (9)–(11) будет автоматически получаться $\|\mathcal{Y}_l^m\| = 1$).

Подстановка (12) в (8) (с учётом, что в данном случае $dS_a = R_a^2 \sin\theta_a \, d\theta_a d\varphi_a$) даёт

$$\dot{E}(\vec{r}) = \sqrt{\frac{R_a}{r}} \iint_{S_a} \sum_{l=0}^{l=\infty} \sum_{m=-l}^{m=l} \frac{\mathcal{H}^{(2)}_{l+\frac{1}{2}}(kr)}{\mathcal{H}^{(2)}_{l+\frac{1}{2}}(kR_a)} \cdot \frac{\mathcal{Y}_l^m(\theta,\varphi)\cdot\left(\mathcal{Y}_l^m(\theta_a,\varphi_a)\right)^*}{R_a^2\|\mathcal{Y}_l^m\|^2} \dot{E}_a(\theta_a,\varphi_a) dS_a, \tag{13}$$

после чего сопоставление с (4)–(5) позволяет найти

$$\dot{\alpha}(\vec{r},\vec{r}_a) = \frac{2\pi}{ik\sqrt{R_a r}} \cdot \sum_{l=0}^{l=\infty} \sum_{m=-l}^{m=l} \frac{\mathcal{H}^{(2)}_{l+\frac{1}{2}}(kr)}{\mathcal{H}^{(2)}_{l+\frac{1}{2}}(kR_a)} \cdot \frac{\mathcal{Y}_l^m(\theta,\varphi)\cdot\left(\mathcal{Y}_l^m(\theta_a,\varphi_a)\right)^*}{\|\mathcal{Y}_l^m\|^2} \cdot \frac{R}{R_a} \cdot e^{ikR}, \tag{14}$$

при этом множители e^{ikR} в каждом из слагаемых будут сокращаться вследствие соотношений

$$\mathcal{H}^{(2)}_{l+1/2}(x) = i \cdot (-x)^l \sqrt{\frac{2x}{\pi}} \cdot \left(\frac{1}{x}\frac{d}{dx}\right)^l \frac{e^{-ix}}{x}. \tag{15}$$

Для исследования характеристики направленности поляризационного множителя предварительно упростим представление (14). Ввиду однородности апертуры можно без ограничения общности положить $\theta_a = 0 \Longrightarrow \theta = \Delta\theta$, а затем воспользоваться формулой

$$\mathcal{Y}_l^m(0,\varphi) = \sqrt{\frac{2l+1}{4\pi}} \cdot \mathcal{P}_l(1) \cdot 1 \cdot \delta_{m0} = \sqrt{\frac{2l+1}{4\pi}} \delta_{m0}, \tag{16}$$

что приводит (14) к виду

$$\dot{\alpha}(\vec{r},\vec{r}_a)=\frac{2\pi}{ik\sqrt{R_a r}}\cdot\sum_{l=0}^{l=\infty}\frac{\mathcal{H}^{(2)}_{l+\frac{1}{2}}(kr)}{\mathcal{H}^{(2)}_{l+\frac{1}{2}}(kR_a)}\cdot\sqrt{\frac{2l+1}{4\pi}}\left(\mathcal{Y}_l^0(\theta_a,\varphi_a)\right)^*\cdot\frac{R}{R_a}\cdot e^{ikR};\qquad(17)$$

после этого, принимая также во внимание соотношение

$$\mathcal{Y}_l^0(\theta,\varphi)=\sqrt{\frac{2l+1}{4\pi}}\cdot\mathcal{P}_l(\cos\theta)\cdot 1,\qquad(18)$$

имеем

$$\dot{\alpha}(r,\Delta\theta)=\frac{2\pi}{ik\sqrt{R_a r}}\cdot\sum_{l=0}^{l=\infty}\frac{\mathcal{H}^{(2)}_{l+\frac{1}{2}}(kr)}{\mathcal{H}^{(2)}_{l+\frac{1}{2}}(kR_a)}\cdot\frac{2l+1}{4\pi}\mathcal{P}_l(\cos\Delta\theta)\cdot\frac{R}{R_a}\cdot e^{ikR}.\qquad(19)$$

Соответственно, при дельта-образном законе распределения поля $\dot{E}_a$ на апертуре (с локализацией в «полюсе $\theta_a=0$») излучение описывалось бы формулой

$$\dot{E}(\vec{r})=\sqrt{\frac{R_a}{r}}\sum_{l=0}^{l=\infty}\frac{\mathcal{H}^{(2)}_{l+1/2}(kr)}{\mathcal{H}^{(2)}_{l+1/2}(kR_a)}\frac{2l+1}{4\pi}\mathcal{P}_l(\cos\Delta\theta)\qquad(20)$$

(см. [7]; приведённые там же графики подтверждают адекватность возможности применения концепции области видимости).

Входящая в (19) величина R выражается через r и $\Delta\theta$ по теореме косинусов из треугольника, образованного началом координат и точками $\vec{r}_a$ и $\vec{r}$ (рис. 2, а):

$$\cos\Delta\theta=\frac{r^2+R_a^2-R^2}{2rR_a}\Leftrightarrow R=\sqrt{r^2+R_a^2-2rR_a\cos\Delta\theta}\,;\qquad(21)$$

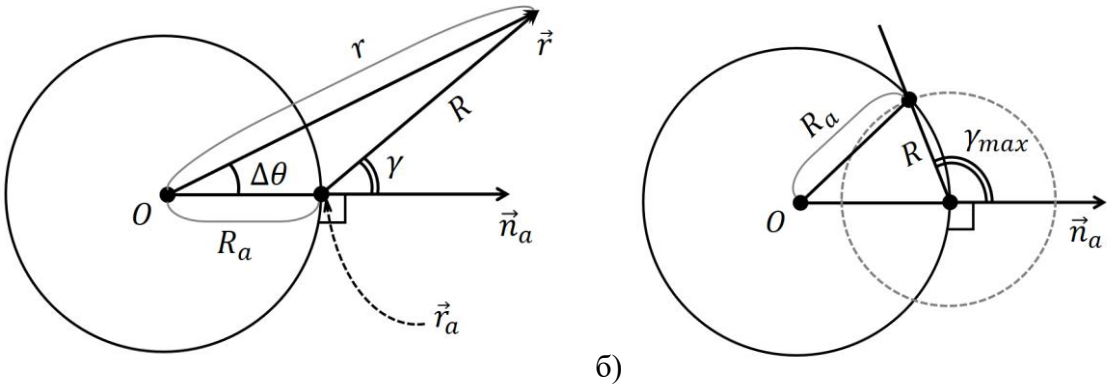
угол $\gamma=\angle(\vec{n}_a,\vec{e}_R)=\angle\left(\vec{n}_a,\vec{R}\right)$, в свою очередь, является для того же треугольника внешним, поэтому здесь теорема косинусов приводит к тождествам

$$\cos\gamma=-\frac{R^2+R_a^2-r^2}{2RR_a}\Leftrightarrow r=\sqrt{R^2+R_a^2+2RR_a\cos\gamma}\,;\qquad(22)$$

сопоставляя (21) и (22), замечаем также, что

$$\cos\Delta\theta=\frac{R^2+R_a^2+2RR_a\cos\gamma+R_a^2-R^2}{2R_a\sqrt{R^2+R_a^2+2RR_a\cos\gamma}}=\frac{R_a+R\cos\gamma}{\sqrt{R^2+R_a^2+2RR_a\cos\gamma}},\qquad(23)$$

так что теперь на основе (19) можно рассчитать ещё зависимость $\dot{\alpha}(R,\gamma)$, которая в определённом смысле более актуальным образом отражает информацию о направленных свойствах излучения элементарного участка апертурной поверхности.



а) б)

Рис. 2. К вычислению углов и расстояний для сферической апертуры.

4. Примеры результатов вычислений

Зависимости обоих видов — $\dot{\alpha}(r,\Delta\theta)$ и $\dot{\alpha}(R,\gamma)$ — проиллюстрированы графиками, построенными при разных соотношений между радиусом сферы и длиной волны, а также для различных фиксированных значений расстояния до точки наблюдения (рис. 3). При численной реализации в сумме по l, входящей в (19), бралось по 60 слагаемых. Там же размещены кривые, соответствующие квазиплоскому приближению (7).

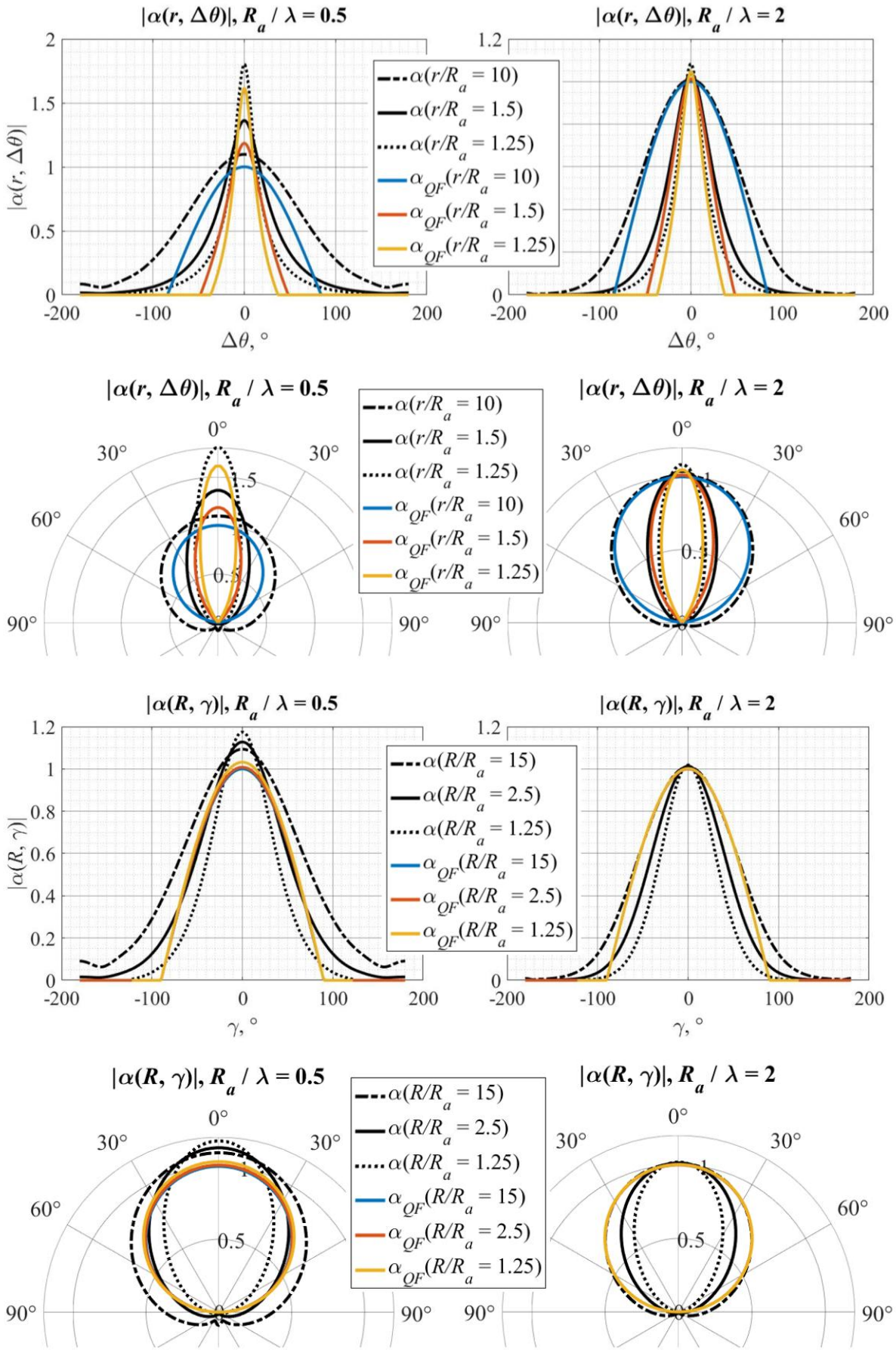


Рис. 3. Примеры характеристик направленности поляризационного множителя.

Для полноты поясним, что (как это показано на рис. 2, б) диапазон значений угла γ ограничивается требованием расположения точки наблюдения вне пределов апертуры, откуда для «максимального отклонения» γ_{max} (при котором $r = R_a$) следует условие

$$\cos\gamma_{max} = -\frac{R^2+R_a^2-R_a^2}{2RR_a} = -\frac{R}{2R_a}, \qquad (24)$$

имеющее смысл, разумеется, лишь при $R < 2R_a$ (а иначе $\dot{\alpha}(R,\gamma)$ исследуется в «зоне обзора» достаточно большого радиуса R, целиком пролегающей вне апертуры).

Далее для $\dot{E}_a \equiv 1$ (когда, как показано в [7], $\dot{E}(\vec{r}) = \dot{E}(r) = e^{ik(R_a-r)} \cdot R_a/r$) было найдено (посредством (4) и (7)) соответствующее квазиплоское приближение $\dot{E}_{QF}$ (см. рис. 4–5). Из анализа полученных графиков можно сделать следующие выводы:

1) с ростом kR_a сильнее проявляется немонотонность $\dot{E}_{QF}$ возле апертуры,

2) однако вне этой зоны точность квазиплоского приближения улучшается;

3) асимптотическая погрешность в дальней зоне зависит от k и R_a,

4) в частности, при малых kR_a заметнее становится сдвиг фазы при $r \to \infty$.

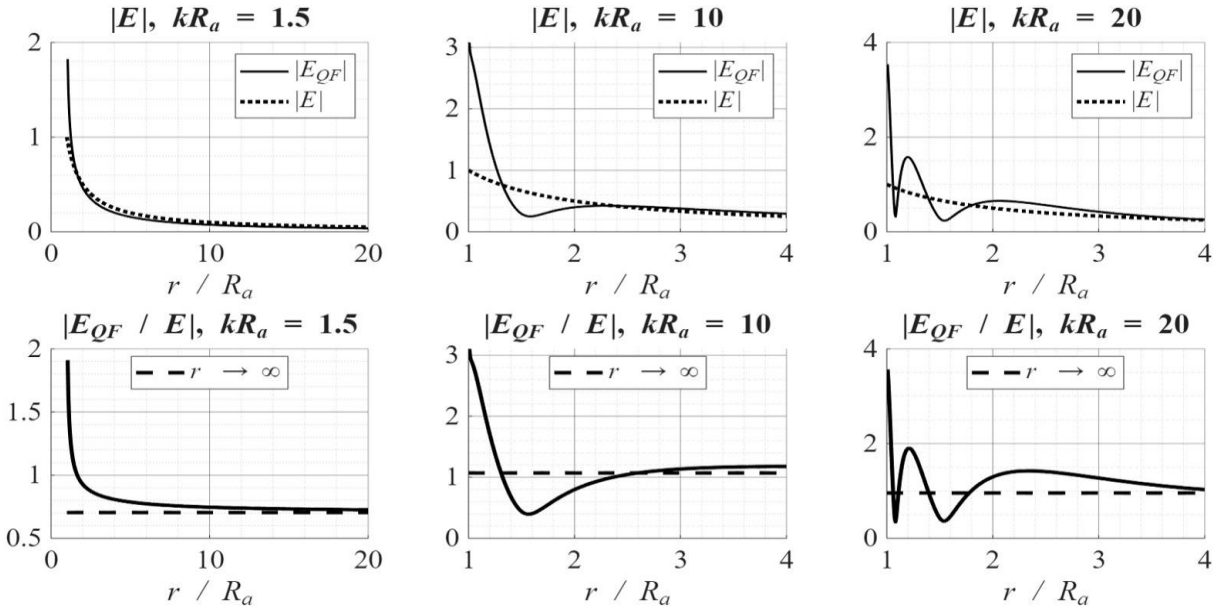


Рис. 4. Сравнение точного и приближенного методов расчета: модуль поля.

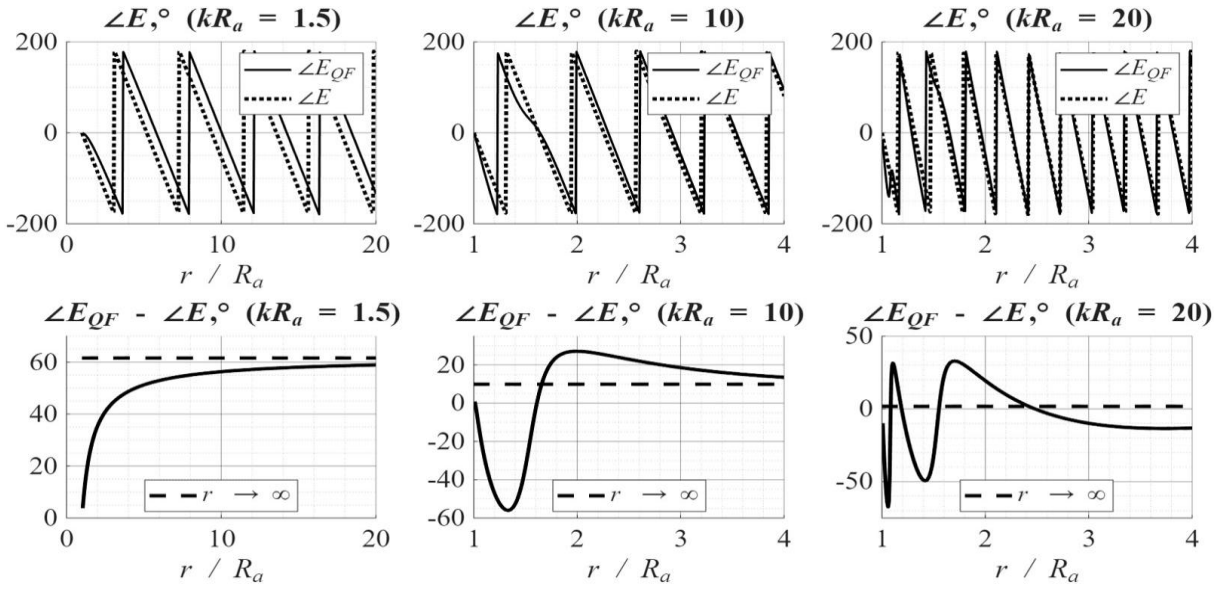


Рис. 5. Сравнение точного и приближенного методов расчета: фаза поля.

5. Заключение

В работе был предложен метод квазиплоского приближения, с помощью которого можно получать аппроксимации интегральных формул для расчёта полей неплоских апертур, основываясь на предположении, что законы излучения для каждого достаточно малого участка у такой поверхности и у плоскости сходны между собой. Таким путём удаётся избавиться от необходимости построения точного решения соответствующей краевой задачи математической физики в каждом конкретном случае — ценой утраты полноты информации о дифракционной картине процессов распространения волн. Для наглядного сопоставления точности предлагаемой методики и строгого решения рассмотрен пример апертуры сферической формы, истинный вид поляризационного множителя для которой был получен ранее.

6. Благодарности

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

Для выполнения численных расчетов в работе использовалось оборудование учебно-научного дизайн-центра проектирования радиоэлектронных систем СВЧ, терагерцового и оптического диапазонов на отечественной электронной компонентной базе ФГБОУ ВО «ВГУ» в рамках реализации федерального проекта «Подготовка кадров и научного фундамента для электронной промышленности».

Литература

1. Кононов А. А., Усков Г. К. Способы теоретического расчёта векторной структуры электромагнитного поля в ближней зоне апертурного излучателя // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии, 2025, Т. 8, № 5. – С. 687–703.
2. Кононов А. А., Усков Г. К. Методика аналитического расчета полей излучения апертур произвольной формы // Сборник тезисов XI Международной заочной научно-технической конференции «Информационные технологии. Радиоэлектроника. Телекоммуникации». – Тольятти, 2025. – С. 212–223.
3. Skulkin S. P., Turchin V. I. Time-domain Far Fields of Reflector Antennas // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Digest. – Montreal, 1997, Vol. 2. – P. 1414–1416.
4. Bobreshov A. M., Uskov G. K., Kretov P. A., Sbitnev N. S. Ultrawideband TEM horn with inhomogeneous dielectric medium. // Microw. Opt. Technol. Lett., 2020, Pp. 1–6.
5. Skulkin S. P., Turchin V. I. Pulsed Transient Fields of a Reflector Antenna in the Near Zone // Radiophysics and Quantum Electronics, 1999, Vol. 42, No. 9. – P. 780–786.
6. Bobreshov A. M., Zhabin A. S., Seregina E. A., Uskov G. K. Biconical antenna with inhomogeneous dielectric lens for UWB applications // Electronics Letters, Vol. 56, No. 17. – Pp. 857–859.
7. Кононов А. А., Усков Г. К. Применение теоретического метода расчета монохроматического поля излучения неплоской поверхности на примере сферы // Сборник трудов XXXI Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2025, Т. 4. – С. 131–139.
8. Серегина Е. А., Кононов А. А., Усков Г. К. Моделирование неплоской апертуры с цилиндрической симметрией на основе точного решения уравнения Гельмгольца // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии, 2025, Т. 8, № 4. – С. 555–568.
9. Владимиров В. С. Уравнения математической физики. М.: Наука, 1981. – 512 с

10. Тихонов А. Н., Самарский А. А. Уравнения математической физики. М.: Наука, 1972. – 736 с.
11. Копытин В. Е., Кононов А. А., Усков Г. К. Аналитическое вычисление векторной импульсной характеристики круглой апертуры с учетом влияния граничной волны // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии, 2025, Т. 8, № 4. – С. 541–554.
12. Бобрешов А. М., Кононов А. А., Серегина Е. А., Усков Г. К. Вычисление первообразной импульсной характеристики цилиндрической апертуры с учетом влияния поляризационного множителя // Сборник трудов XXXI Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2025, Т. 4. – С. 238–245.

REFERENCES

1. Kononov, A. A., Uskov, G. K. Methods of Theoretically Calculating the Vector Structure of the Electromagnetic Field in the Near Zone of an Aperture Radiator // Infocommunications and Radio Technologies, 2025, Vol. 8, No. 5. – Pp. 687–703.
2. Kononov, A. A., Uskov, G. K. Methodology for analytical calculation of fields radiated by arbitrarily shaped apertures // The collection of theses of the XI International correspondence scientific and technical conference «Information technologies. Radio electronics. Telecommunications», Tolyatti, 2025. – Pp. 212–223.
3. Skulkin, S. P., Turchin, V. I. Time-domain Far Fields of Reflector Antennas // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Digest. – Montreal, 1997, Vol. 2. – Pp. 1414–1416.
4. Bobreshov, A. M., Uskov ,G. K., Kretov, P. A., Sbitnev, N. S. Ultrawideband TEM horn with inhomogeneous dielectric medium. // Microw. Opt. Technol. Lett., 2020, Pp. 1–6.
5. Skulkin, S. P., Turchin, V. I. Pulsed Transient Fields of a Reflector Antenna in the Near Zone // Radiophysics and Quantum Electronics, 1999, Vol. 42, No. 9. – Pp. 780–786.
6. Bobreshov, A. M., Zhabin, A. S., Seregina, E. A., Uskov, G. K. Biconical antenna with inhomogeneous dielectric lens for UWB applications // Electronics Letters, Vol. 56, No. 17. – Pp. 857–859.
7. Kononov, A. A., Uskov, G. K. Application of the theoretical method for calculating monochromatic radiation field of a non-planar surface on the example of a sphere // The collection of works of the XXXI International scientific and technical conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2025, Vol. 4. – Pp. 131–139.
8. Seregina, E. A., Kononov, A. A., Uskov, G. K. Modeling a Non-Planar Aperture with Cylindrical Symmetry Based on the Exact Solution of the Helmholtz Equation // Infocommunications and Radio Technologies, 2025, Vol. 8, No. 4. – Pp. 555–568.
9. Vladimirov, V. S. Equations of mathematical physics. M.: Science, 1981. – 512 p.
10. Tikhonov, A. N., Samarskiy, A. A. Equations of mathematical physics. M.: Science, 1972. – 736 p.
11. Kopytin, V. E., Kononov, A. A., Uskov, G. K. Analytical Vector Impulse Response Calculation for a Circular Aperture, Taking into Account the Boundary Wave Influence // Infocommunications and Radio Technologies, 2025, Vol. 8, No. 4. – Pp. 541–554.
12. Bobreshov, A. M., Kononov, A. A., Seregina, E. A., Uskov, G. K. Calculation of the primitive impulse response of a cylindrical aperture taking into account the influence of the polarization factor // The collection of works of the XXXI International scientific and technical conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2025, Vol. 4. – Pp. 238–245.

СИНТЕЗ АПЕРТУРНОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ С ИЗБИРАТЕЛЬНЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ ПОЛЯ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ МЕТОДОМ ПСЕВДОИНВЕРСИИ

А. А. Кононов, Г. К. Усков

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе исследуются возможности построения апертуры, ближнее поле которой обладало бы заданными характеристиками. Изложен алгоритм построения матрицы, соответствующей интегральному оператору излучения, на основе процедуры дискретизации, и показано, что оптимальная амплитудная-фазовая освещённость апертуры может быть затем определена с помощью операции псевдоинверсии. Рассмотрен пример синтеза апертуры по конкретному целевому распределению ближнего поля, отмечена крайне высокая величина числа обусловленности полученной матрицы, что привело к необходимости применения методов регуляризации обратной задачи. Также обсуждаются некоторые качественные особенности полученного решения.

Ключевые слова: синтез апертурного излучателя; псевдоинверсия; распределение ближнего поля; регуляризация обратной задачи; число обусловленности.

SYNTHESIS OF AN APERTURE RADIATOR WITH SELECTIVE NEAR ZONE FIELD DISTRIBUTION BY THE PSEUDOINVERSION METHOD

A. A. Kononov, G. K. Uskov

Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The paper explores the possibility of constructing an aperture with desired near-field characteristics. It presents an algorithm for constructing a matrix corresponding to the integral radiation operator based on the discretization procedure, and shows that the optimal amplitude-phase aperture illumination can then be determined using the pseudoinverse operation. The paper examines an example of aperture synthesis based on a specific target near-field distribution, and notes the extremely high condition number of the resulting matrix, which necessitated the use of inverse problem regularization methods. Some qualitative aspects of the obtained solution are also discussed.

Keywords: aperture radiator synthesis; pseudoinversion; near field distribution; inverse problem regularization; condition number.

1. Введение

Обратные задачи апертурной теории обычно связаны с восстановлением неизвестных априори формы и свойств поверхностного излучателя на основе измеренных характеристик создаваемого им излучения [1] — и уже здесь, как правило, проявляются такие типичные особенности подобных проблем, как численная неустойчивость и математическая некорректность [2, 3], что приводит к необходимости применения методов регуляризации [1, 2, 4]. Ещё одной стороной обратных задач, однако, являются проблемы синтеза апертуры, которая формировала бы некоторую картину поля, заданную нами в качестве целевой (и не обязательно излучаемую реальным источником).

В данной работе исследуется возможность построения апертуры, обеспечивающей оптимальное приближение к целевому распределению поля в ближней зоне, при этом отдельное внимание уделено нюансам, возникающим при численной реализации.

2. Математическая модель. Описание методики

Прежде всего, необходимо зафиксировать геометрию апертурной поверхности S_a. При этом в рамках предлагаемой методики результатом расчётов станет некоторое апертурное распределение поля $\dot{E}_a(\vec{r}_a)$, так что априори мы как бы считаем каждую точку $\vec{r}_a \in S_a$ способной излучать некоторый сигнал (однако вполне может оказаться, что существенный вклад вносит лишь некоторый участок с относительно чётко выделенными контурами формы [1]). Далее вводится множество точек наблюдения $\vec{r}$, для которых должны быть известны замеры ближнего поля распознаваемого излучателя, или же — как это и имеет место в настоящей работе — заданы значения целевого распределения излучения. После этого на основе тех или иных моделей [5, 6] строится формула вида

$$\dot{E}(\vec{r}) = \iint_{S_a} \dot{E}_a(\vec{r}_a)\dot{K}(\vec{r},\vec{r}_a)dS_a, \qquad (1)$$

где $\dot{K}(\vec{r},\vec{r}_a)$ — ядро интегрального оператора излучения, описывающее влияние участка dS_a, расположенного в окрестности точки $\vec{r}_a$, на результирующую картину поля.

Перейдём к дискретному набору точек $\{\vec{r}_{a_n}\}_1^N = \{\vec{r}_{a_1}; \vec{r}_{a_2}; \dots; \vec{r}_{a_N}\}$ с сопутствующим массивом (вообще говоря, неодинаковых) значений ΔS_{a_n}, а также аналогичным образом дискретизируем и положения точки наблюдения: $\{\vec{r}_m\}_1^M = \{\vec{r}_1; \vec{r}_2; \dots; \vec{r}_M\}$. Соответственно, на смену (1) придёт система линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) вида

$$\underbrace{\begin{pmatrix} \dot{E}(\vec{r}_1) \\ \vdots \\ \dot{E}(\vec{r}_M) \end{pmatrix}}_{=\hat{E}} = \underbrace{\begin{pmatrix} \dot{K}(\vec{r}_1,\vec{r}_{a_1})\Delta S_{a_1} & \cdots & \dot{K}(\vec{r}_1,\vec{r}_{a_N})\Delta S_{a_N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \dot{K}(\vec{r}_M,\vec{r}_{a_1})\Delta S_{a_1} & \cdots & \dot{K}(\vec{r}_M,\vec{r}_{a_N})\Delta S_{a_N} \end{pmatrix}}_{=\hat{K}} \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} \dot{E}_a(\vec{r}_{a_1}) \\ \vdots \\ \dot{E}_a(\vec{r}_{a_N}) \end{pmatrix}}_{=\hat{E}_a}, \qquad (2)$$

где $\hat{E} = \left[\!\left[\dot{E}(\vec{r}_m)\right]\!\right]_1^M \in \mathbb{C}^M$ — вектор-столбец отсчётов ближнего поля излучения;

$\hat{E}_a = \left[\!\left[\dot{E}_a(\vec{r}_{a_n})\right]\!\right]_1^N \in \mathbb{C}^N$ — вектор-столбец отсчётов распределения поля на апертуре;

$\hat{K} = \left[\!\left[\dot{K}(\vec{r}_m,\vec{r}_{a_n})\Delta S_{a_n}\right]\!\right]_{n\le N}^{m\le M} \in \mathbb{C}_1^{M\times N}$ — матрица из отсчётов ядра интегрального уравнения (1), домноженных на соответственные элементы площади ΔS_{a_n}, которая, по сути, задаёт дискретный оператор излучения, «пересчитывающий $\hat{E}_a$ в $\hat{E}$»:

$$\hat{E} = \hat{K} \cdot \hat{E}_a. \qquad (3)$$

Поскольку ничем не гарантировано существование решения этой СЛАУ в строгом смысле, следует воспользоваться методом псевдоинверсии [4], чтобы найти

$$\hat{E}_a = \hat{K}^+\hat{E}; \qquad (4)$$

получаемое при этом псевдорешение, то есть вектор отсчётов «синтезированного» апертурного распределения, как известно, автоматически минимизирует невязку

$$\left\|\hat{K}\hat{E}_a - \hat{E}\right\|_2. \qquad (5)$$

Если S_a является плоскостью, то формула (1) принимает весьма простой вид [5, 6]:

$$\dot{E}(\vec{r}) = \frac{1}{2\pi}\iint_{S_a} \dot{E}_a(\vec{r}_a)\left(ik + \frac{1}{R}\right)(\vec{n}_a,\vec{e}_R)\frac{e^{-ikR}}{R}dS_a\,,\ \vec{e}_R = \frac{\vec{R}}{R},\ R = \left|\vec{R}\right|, \qquad (6)$$

где k — волновое число;

$\vec{n}_a$ — нормаль к апертуре;

$\vec{R} = \vec{r} - \vec{r}_a$ — вектор, направленный из $\vec{r}_a$ в точку наблюдения. Соответственно, для элементов матрицы $\hat{K}$ будут справедливы следующие выражения:

$$\hat{K} = \left[\!\left[\left(ik + \frac{1}{|\vec{r}_m - \vec{r}_{a_n}|}\right)\cdot\frac{(\vec{n}_a,\vec{r}_m - \vec{r}_{a_n})}{|\vec{r}_m - \vec{r}_{a_n}|}\cdot\frac{e^{-ik|\vec{r}_m - \vec{r}_{a_n}|}}{|\vec{r}_m - \vec{r}_{a_n}|}\cdot\frac{\Delta S_{a_n}}{2\pi}\right]\!\right]_{n\le N}^{m\le M}. \qquad (7)$$

Первые затруднения, которые могут возникнуть при непосредственном применении расчётного соотношения (4), вызваны плохой обусловленностью матрицы $\hat{K}$, полученной дискретизацией непрерывного ядра $K(\vec{r},\vec{r}_a)$ [1]. Рассмотрим это подробнее на примере.

3. Конкретизация проблемы. Плохая обусловленность

В качестве апертуры S_a выберем участок плоскости xOy, ограниченный диапазоном значений, не превышающих по модулю 0.2 м (как для x, так и для y), и разобьём его на 60 точек по каждой из этих осей с равномерным шагом, что соответствует одинаковым интервалам дискретизации $\Delta x_a = \Delta y_a \approx 6.67$ мм и величине $\Delta S_a \approx 4.44 \cdot 10^{-5}$ м^2. Затем зададимся значением рабочей частоты $f = 3.5$ ГГц (т. е. $\lambda \approx 85.655$ мм), а для точек наблюдения выберем участок тех же размеров, что и апертура, но расположенный параллельно ей в плоскости $z = z_0 = 0.4$ м; его дискретизируем на 50 точек в каждом из двух направлений. $\hat{E}$ и $\hat{E}_a$ будем выстраивать так:

$$\hat{E} = (\dot{E}(x_1, y_1) \quad \dot{E}(x_2, y_1) \quad \cdots \quad \dot{E}(x_{50}, y_1) \quad \dot{E}(x_1, y_2) \quad \dot{E}(x_1, y_1) \quad \cdots)^{\mathsf{T}}, \tag{8}$$

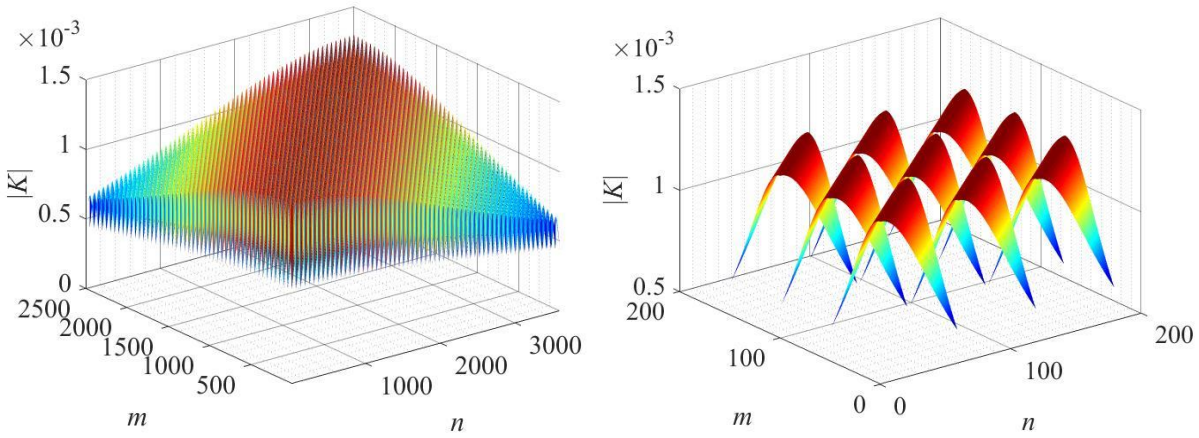
$$\hat{E}_a = \left(\dot{E}_a(x_{a_1}, y_{a_1}) \quad \dot{E}(x_{a_2}, y_{a_1}) \quad \cdots \quad \dot{E}(x_{a_{60}}, y_{a_1}) \quad \dot{E}(x_{a_1}, y_{a_2}) \quad \cdots\right)^{\mathsf{T}}. \tag{9}$$

В итоге матрица $\hat{K}$ будет иметь $M = 2500$ строк и $N = 3600$ столбцов, а элементы её, согласно (7), будут вычисляться следующим образом:

$$\hat{K} = \left[\!\!\left[\left(ik + \frac{1}{|\vec{r}_m - \vec{r}_{a_n}|}\right) \cdot \frac{z_0}{|\vec{r}_m - \vec{r}_{a_n}|} \cdot \frac{e^{-ik|\vec{r}_m - \vec{r}_{a_n}|}}{|\vec{r}_m - \vec{r}_{a_n}|} \cdot \frac{\Delta S_a}{2\pi}\right]\!\!\right]_{n \le N}^{m \le M} \tag{10}$$

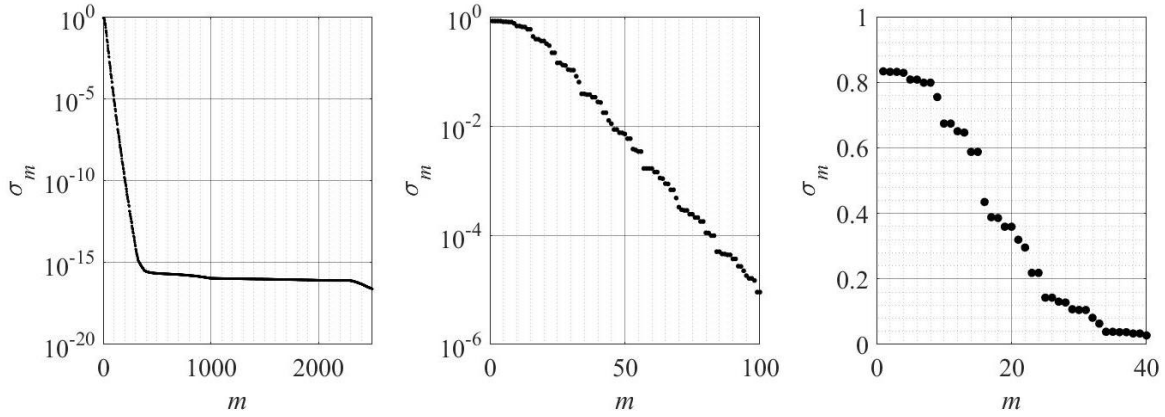
(потому что $\vec{n}_a = \vec{e}_z$); для хранения одного такого массива комплексных чисел в формате машинного представления «двойной точности» (IEEE 754 double-precision floating-point format) требуется 144 МБ оперативной памяти.

На рис. 1 показан рельеф абсолютной величины элементов $\hat{K}$ (как полная картина, так и небольшой угловой фрагмент), а на рис. 2 — характер её сингулярных чисел.



а) б)

Рис. 1. Рельеф модуля элементов матрицы $\hat{K}$: а) общий вид; б) фрагмент.



а) б) в)

Рис. 2. Сингулярные числа матрицы $\hat{K}$: а) полный набор; б) первые 100; в) первые 40.

Напомним, что сингулярные числа (или значения) σ_m возникают из соотношения

$$\hat{K} = \hat{V} \cdot \hat{\Sigma} \cdot \hat{U}^{\dagger} = \sum_m \sigma_m \vec{v}_m \vec{u}_m^{\dagger}\,,\ \hat{V} = [\![\vec{v}_m]\!]_M^1,\ \hat{U} = [\![\vec{u}_m]\!]_N^1, \qquad (11)$$

называемого сингулярным разложением [4]. В (11) матрицы $\hat{V}$, $\hat{U}$ — унитарные (порядков M и N соответственно), а матрица $\hat{\Sigma}$ — прямоугольная ($M \times N$, как и $\hat{K}$), элементы которой равны $\delta_{mn}\sigma_m$, т. е. сосредоточены на главной диагонали (а также обычно без ограничения общности полагаются отсортированными по убыванию, как это и отображено на рис. 2). В данном случае, как можно видеть, большинство сингулярных значений (а именно все, кроме первых 335 штук, как показало исследование) не превосходят по порядку величину $1 \cdot 10^{-15}$, т. е. находятся на границе с «машинным эпсилон» для вышеуказанной точности представления чисел [7]. Как следствие, не следует полностью доверять результатам, касающимся этих сингулярных значений или задействующим столбцы матриц $\hat{V}$ и $\hat{U}$ (т. н. левые и правые сингулярные векторы для $\hat{K}$) с соответствующими (достаточно большими) номерами. Так, численное выполнение операции $(\sigma_m + 1) - 1$ даёт один и тот же результат ($\approx 2.2200446 \cdot 10^{-16} \approx 2^{-52}$) при $384 \leq m \leq 989$, а для $m \geq 990$ эта же операция и вовсе возвращает нулевое значение.

Таким образом, арифметические действия с участием «дальних» сингулярных чисел могут сопровождаться неприемлемой потерей точности. Более того, определяемое при помощи среды MATLAB число обусловленности [7, 8] для матрицы $\hat{K}$ оказывается равным $\mu \approx 3.45278 \cdot 10^{16}$, то есть обратная ему величина ($\approx 2.8962 \cdot 10^{-17}$), опять же, сопоставима с машинным эпсилон. Такую матрицу логично назвать «очень (или крайне) плохо обусловленной», потому что (ввиду математического смысла μ как меры роста относительной погрешности) при решении СЛАУ с матрицей $\hat{K}$ даже абсолютно незаметная (с точки зрения численной арифметики) ошибка в $\hat{E}$ может вызывать катастрофические (единичного порядка, $\sim 10^0$) отклонения в $\hat{E}_a$.

Проиллюстрируем вышесказанное. Памятуя об общей постановке вопроса, зададим заведомо идеализированный целевой закон излучения:

$$\begin{cases} \dot{E} = 1,\ x > 0 \vee y > 0 \\ \dot{E} = 0,\ x < 0 \wedge y < 0 \end{cases} \qquad (12)$$

(разумеется, такое разрывное распределение поля не может быть в точности создано ни одним реальным излучателем). Прямое применение выражения (4) к матрице $\hat{K}$ даёт для $\hat{E}_a$ совершенно нефизичный результат (рис. 3). Интересно, что при этом вектор

$$\hat{E}_1 = \hat{K} \cdot \hat{E}_a = \hat{K}\hat{K}^{+}\hat{E}, \qquad (13)$$

состоящий из отсчётов ближнего поля, «реализованного с помощью апертурного распределения $\hat{E}_a$», довольно близко воссоздаёт целевую картину (12), что тоже показано на рис. 3 (впрочем, эта особенность в целом свойственна методу псевдоинверсии).

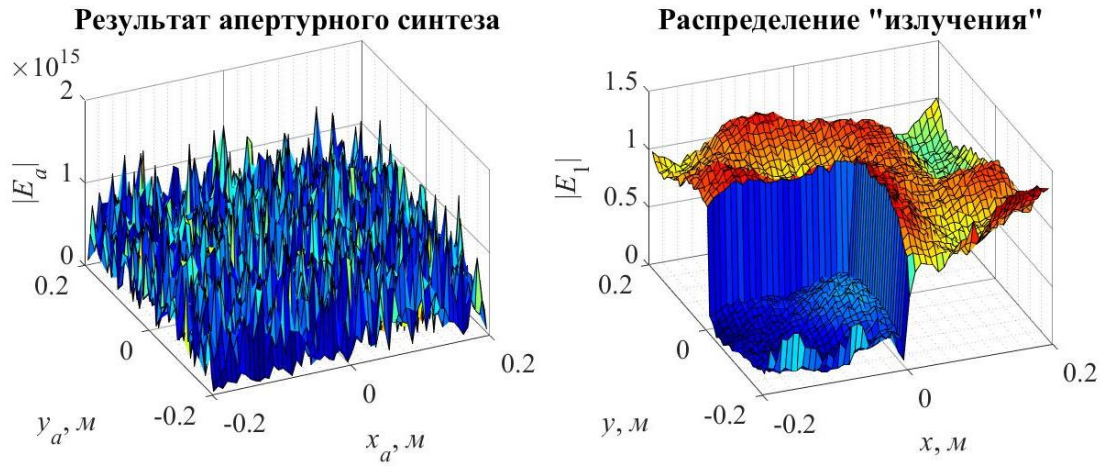


Рис. 3. Результат применения непосредственной псевдоинверсии к матрице $\hat{K}$.

4. Использование регуляризации

Ввиду выявленной некорректности обратной задачи требуется применение методов регуляризации [1, 2, 9–10]. Один из самых простых способов заключается в следующем.

Как известно [2, 9], множество псевдорешений системы (3) совпадает с множеством решений системы

$$\widehat{K}^{\dagger}\widehat{K}\cdot\hat{E}_a=\widehat{K}^{\dagger}\hat{E}, \tag{14}$$

которая называется нормальной системой [9] относительно исходной системы (3). В левой части (14) находится квадратная матрица $\widehat{K}^{\dagger}\widehat{K}$, к которой следует добавить единичную матрицу $\hat{1}$ (соответствующего размера), умноженную на некоторый параметр регуляризации α. Полученная система

$$\left(\widehat{K}^{\dagger}\widehat{K}+\alpha\hat{1}\right)\cdot\hat{E}_a=\widehat{K}^{\dagger}\hat{E}, \tag{15}$$

будет уже «менее вырожденной» (но, конечно, несколько искажённой) по сравнению с исходной. Улучшение стабильности получаемого из неё (псевдо-)решения

$$\hat{E}_a=\left(\widehat{K}^{\dagger}\widehat{K}+\alpha\hat{1}\right)^{+}\widehat{K}^{\dagger}\hat{E}, \tag{16}$$

сопутствующее этой процедуре [10], можно пояснить на основе разложения (11).

Действительно, псевдообратная матрица вычисляется как

$$\widehat{K}^{+}=\widehat{U}\cdot\hat{\Sigma}^{+}\cdot\widehat{V}^{\dagger}=\sum_m\sigma_m^{-1}\vec{u}_m\vec{v}_m^{\dagger}, \tag{17}$$

где $\hat{\Sigma}^{+}$ получается из $\hat{\Sigma}$ транспонированием и заменой ненулевых элементов на обратные им (по принципу $\sigma\mapsto 1/\sigma$). В результате (при численной реализации) в $\widehat{K}^{+}$ окажется много сингулярных значений $1/\sigma_m$ большой величины, соответствующих «дальним» (весьма малым) σ_m. Они (как это всегда следует ожидать при делении на малые числа с конечной точностью) могут содержать в себе погрешности, а при перемножении в (17) будут усиливать влияние «дальних» сингулярных векторов (также, в свою очередь, вероятно, неточно найденных). В то же время, во входящей в (15) матрице

$$\widehat{K}^{\dagger}\widehat{K}+\alpha\hat{1}=\widehat{U}\hat{\Sigma}^{\top}\widehat{V}^{\dagger}\cdot\widehat{V}\hat{\Sigma}\widehat{U}^{\dagger}+\alpha\cdot\widehat{U}\widehat{U}^{\dagger}=\widehat{U}\left(\hat{\Sigma}^{\top}\hat{\Sigma}+\alpha\hat{1}\right)\widehat{U}^{\dagger} \tag{18}$$

роль сингулярных чисел играют величины $\sigma_m^2+\alpha$, в $\left(\widehat{K}^{\dagger}\widehat{K}+\alpha\hat{1}\right)^{+}$ — обратные им, и, наконец, в возникшей в (16) матрице

$$\left(\widehat{K}^{\dagger}\widehat{K}+\alpha\hat{1}\right)^{+}\widehat{K}^{\dagger}=\widehat{U}\left(\hat{\Sigma}^{\top}\hat{\Sigma}+\alpha\hat{1}\right)^{+}\widehat{U}^{\dagger}\cdot\widehat{U}\hat{\Sigma}^{\top}\widehat{V}^{\dagger}=\widehat{U}\left(\hat{\Sigma}^{\top}\hat{\Sigma}+\alpha\hat{1}\right)^{+}\hat{\Sigma}^{\top}\widehat{V}^{\dagger} \tag{19}$$

сингулярные значений окажутся равны [10]

$$\tilde{\sigma}_m=\frac{\sigma_m}{\sigma_m^2+\alpha}. \tag{20}$$

Как можно видеть, это выражение, в полном соответствии с общими идеями метода регуляризации, «избегает деления на ноль» в случае малых σ_m, а при заметной их величине стремится к $1/\sigma_m$. Выбор конкретного параметра регуляризации α при этом отвечает за обеспечение должного компромисса между стабильностью решаемой системы и её близостью к системе исходной.

Примеры применения вышеописанной методики к рассматриваемой в настоящей работе задаче синтеза апертуры иллюстрируются графиками на рис. 4–7. Здесь довольно хорошо прослеживаются некоторые общие тенденции.

1. Адекватный выбор α (здесь: ≈ 0.023) обеспечивает хорошее приближение к $\hat{E}$ (разве что переход от минимальных значений к максимальным происходит более плавно; на рис. 4 соответствующие области разграничены пунктирными линиями).

2. При слишком малых α влияние регуляризации недостаточное, поэтому решение получается всё ещё нефизичным (в данном случае оно хоть и не столь «шумоподобно», как на рис. 3, но, тем не менее, всё ещё не представляет большого интереса из-за слишком быстрых «флуктуаций» и «выбросов» по краям, едва ли реализуемых каким бы то ни было естественным способом на настоящей апертуре); при этом, как и в предыдущем разделе, данный численный артефакт весьма качественно воссоздаёт целевое поле $\hat{E}$ (рис. 5).

3. При слишком больших α синтезированное распределение $\hat{E}_a$ выглядит вполне физично, но это достигается за счёт чрезмерного искажения соответствующего поля излучения $\hat{E}_1$ (на рис. 6 оно слишком неравномерно в обеих областях).

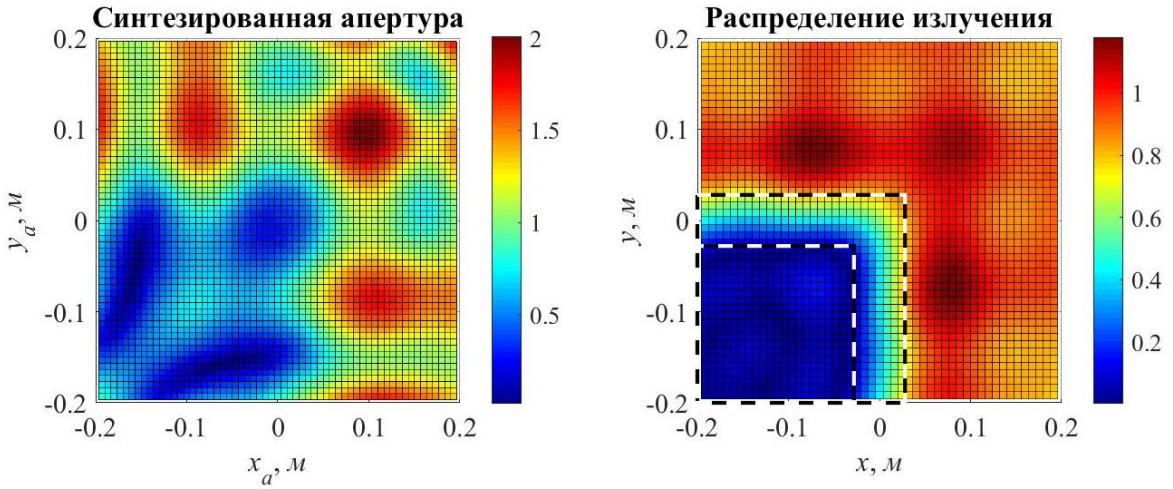


Рис. 4. Результат применения к матрице $\hat{K}$ псевдоинверсии с регуляризацией.

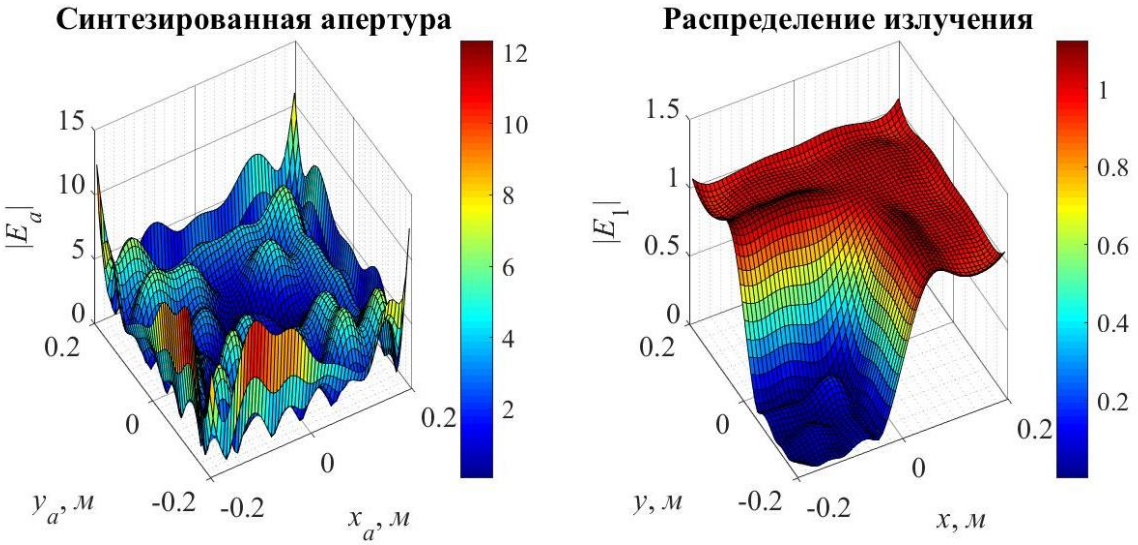


Рис. 5. Последствия занижения параметра регуляризации.

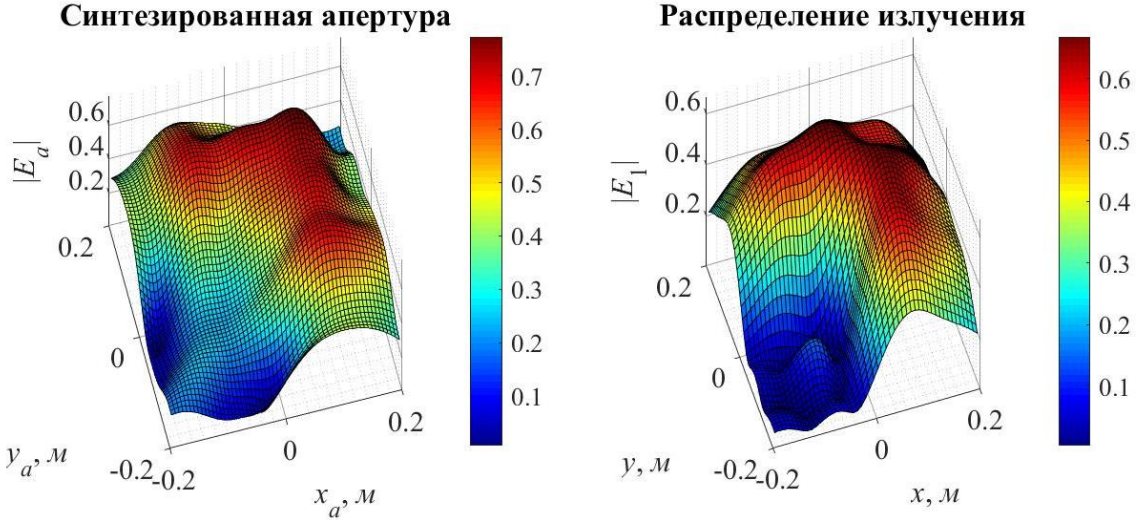


Рис. 6. Последствия завышения параметра регуляризации.

Возвращаясь к «удачному» выбору параметра регуляризации (рис. 4, 7), отметим ещё следующие числовые характеристики. Минимальное значение поля (в идеале — для $\hat{E}$ — равное 0 при $x < 0 \wedge y < 0$, см. рис. 7) здесь более-менее стабильно устанавливается в той области плоскости наблюдения, где $x < -2.8$ см $\wedge\, y < -2.8$ см: там реализованное нами поле $\hat{E}_1$ изменяется в пределах от ≈ 0.002471 до ≈ 0.1604. Максимальное же значение (у $\hat{E}$ это единица) соответствует области $x > +2.8$ см $\wedge\, y > +2.8$ см, для которой создаваемое синтезированной апертурой излучение лежит в диапазоне от ≈ 0.77 до ≈ 1.12 (причём нижняя граница достигается в точках «спада» на краях участка, — что отчасти ожидаемо и при необходимости исправимо за счёт расширения области апертуры). Наконец, разброс «колебаний» реализованного поля $\hat{E}_1$ характеризуется среднеквадратической невязкой между $\hat{E}_1$ и $\hat{E}$, которая оказалась равна ≈ 0.18256.

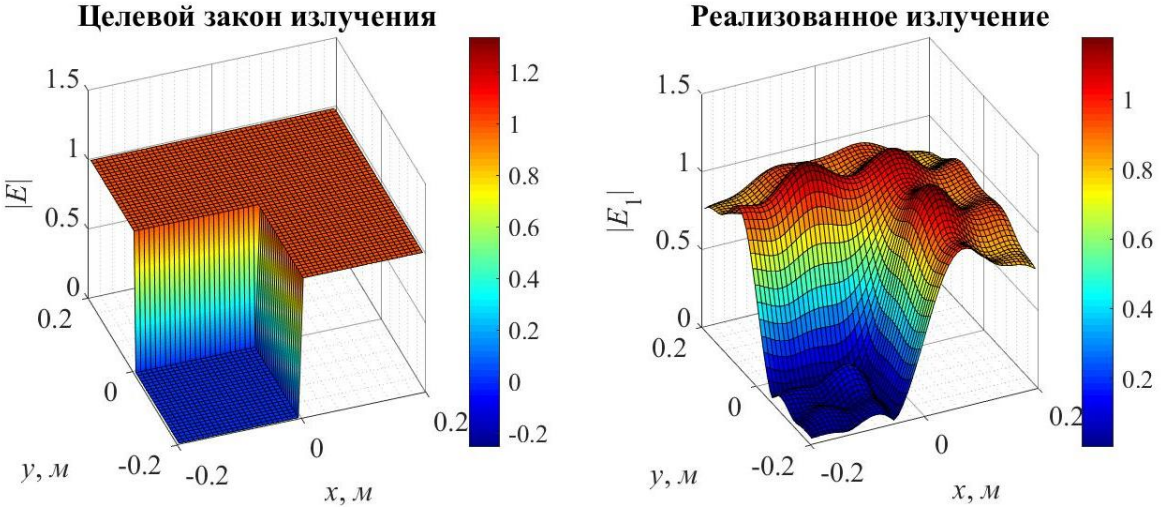


Рис. 7. Сопоставление целевого и достигнутого закона распределения ближнего поля.

5. Заключение

В работе рассмотрена задача синтеза апертуры, которая формировала бы в ближней зоне заданную картину поля, не обязательно непосредственно порождённую каким бы то ни было источником. Показано, что применение метода псевдоинверсии к матрице дискретизированного интегрального оператора излучения, в принципе, позволяет найти такую функцию амплитудно-фазовой освещённости апертуры, которая обеспечивала бы оптимальную аппроксимацию требуемого ближнего поля.

Разобран конкретный пример, при этом в качестве целевого закона излучения выбрано достаточно абстрактное, идеализированное распределение, заведомо не принадлежащее к физически реализуемым. Продемонстрировано, что соответствующая обратная задача, тем не менее, имеет решение, однако для достижения физичности синтезируемой апертуры необходимо применять методы регуляризации. Приведены графики и даны качественные и количественные оценки свойств полученного решения.

6. Благодарности

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

Для выполнения численных расчетов в работе использовалось оборудование учебно-научного дизайн-центра проектирования радиоэлектронных систем СВЧ, терагерцового и оптического диапазонов на отечественной электронной компонентной базе ФГБОУ ВО «ВГУ» в рамках реализации федерального проекта «Подготовка кадров и научного фундамента для электронной промышленности».

Литература

1. Кононов А. А., Усков Г. К. Исследование возможности восстановления формы поверхностного излучателя по структуре поля в ближней зоне // Сборник трудов XXXI Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2025, Т. 4. – С. 126–130.
2. Тихонов А. Н., Арсенин В. Я. Методы решения некорректных задач. М.: Наука, 1986. – 288 с.
3. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высшая школа, 1988. – 432 с.
4. Тыртышников Е. Е. Матричный анализ и линейная алгебра. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007. – 480 с.
5. Кононов А. А., Усков Г. К. Способы теоретического расчёта векторной структуры электромагнитного поля в ближней зоне апертурного излучателя // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии, 2025, Т. 8, № 5. – С. 687–703.
6. Кононов А. А., Усков Г. К. Методика аналитического расчета полей излучения апертур произвольной формы // Сборник тезисов XI Международной заочной научно-технической конференции «Информационные технологии. Радиоэлектроника. Телекоммуникации». – Тольятти, 2025. – С. 212–223.
7. Вержбицкий В. М. Основы численных методов. М.: Высшая школа, 2002. – 840 с.
8. Бахвалов Н. С., Жидков Н. П., Кобельков Г. М. Численные методы. М.: Наука, 1987. – 600 с.
9. Сумин М. И. Метод регуляризации А. Н. Тихонова для решения операторных уравнений первого рода. Нижний Новгород: Изд-во ННГУ, 2016. – 56 с.
10. Fuhry M., Reichel L. A new Tikhonov regularization method // Numerical Algorithms, 2012, Vol. 59, No. 3. – Pp. 433–445.

References

1. Kononov, A. A., Uskov, G. K. Investigation of the possibility of reconstructing the shape of a surface radiator based on the near field structure // The collection of works the of XXXI International scientific and technical conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2025, Vol. 4. – Pp. 126–130.
2. Tikhonov, A. N., Arsenin, V. Ya. Solutions of ill-posed problems. M.: Science, 1986. – 288 p.
3. Sazonov, D. M. Antennas and Microwave Devices. M.: Higher School, 1988. – 432 p.
4. Tyrtyshnikov, E. E. Matrix calculus and linear algebra. M.: FIZMATLIT, 2007. – 480 p.
5. Kononov, A. A., Uskov, G. K. Methods of Theoretically Calculating the Vector Structure of the Electromagnetic Field in the Near Zone of an Aperture Radiator // Infocommunications and Radio Technologies, 2025, Vol. 8, No. 5. – Pp. 687–703.
6. Kononov, A. A., Uskov, G. K. Methodology for analytical calculation of fields radiated by arbitrarily shaped apertures // The collection of theses of the XI International correspondence scientific and technical conference «Information technologies. Radio electronics. Telecommunications», Tolyatti, 2025. – Pp. 212–223.
7. Verzhbitskiy, V. M. Numerical methods fundamentals. M.: Higher school, 2002. – 840 p.
8. Bakhvalov, N. S., Zhidkov, N. P., Kobel’kov, G. M. Numerical methods. M.: Science, 1987. – 600 p.
9. Sumin, M. I. A. N.Tikhonov’s regularization method for solving operator equations of the first kind. Nizhny Novgorod: NRSU Publ., 2016. – 56 p.
10. Fuhry, M., Reichel, L. A new Tikhonov regularization method // Numerical Algorithms, 2012, Vol. 59, No. 3. – Pp. 433–445.

ВЛИЯНИЕ КРАЕВОГО ОТСТУПА L-ОБРАЗНЫХ РЕЗОНАТОРОВ НА ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ДИАГРАММЫ РАССЕЯНИЯ МЕТАПОВЕРХНОСТИ В К-ДИАПАЗОНЕ

А. А. Марендич[1], Н. А. Болдырев[1], А. А. Нудьга[1], А.В. Старосек[1], А. С. Мазинов[1]

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

Аннотация. В работе представлены результаты численного исследования влияния краевого отступа элементарной ячейки L-образной планарной структуры на частотную зависимость отражения и диаграмму рассеяния при нормальном падении электромагнитной волны. Показано, что величина краевого отступа влияет на фазовые соотношения между полями соседних ячеек и глубину резонансного минимума отражения. Установлено наличие оптимального значения параметра, при котором наблюдается наиболее выраженное снижение отражения и перераспределение энергии в боковые направления.

Ключевые слова: метаповерхность, L-образные резонаторы, краевой отступ, отражение, диаграмма рассеяния, К-диапазон, параметрическая оптимизация.

INFLUENCE OF THE EDGE OFFSET OF L-SHAPED RESONATORS ON FREQUENCY CHARACTERISTICS AND SCATTERING PATTERNS OF A METASURFACE IN THE K-BAND

A. A. Marendich[1], N. A. Boldyrev[1], A. A. Nudga[1], A.V. Starosek[1], A. S. Mazinov[1]

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

Abstract. This paper presents the results of a numerical study of the influence of the unit cell edge offset of an L-shaped metasurface on the frequency dependence of the reflection coefficient and the scattering pattern in the 16–25 GHz range under normal incidence of an electromagnetic wave. It is established that the edge offset value determines the phase relationships between the fields re-radiated by adjacent cells and significantly affects the depth of the resonant reflection minimum. It is shown that the optimal edge offset value $g \approx \lambda/6$ provides specular reflection suppression down to −33 dB at 23.5 GHz due to an interference-based cancellation mechanism of re-radiated fields. An analysis of the angular scattering patterns confirmed the redistribution of energy from the specular direction into side lobes.

Keywords: metasurface, L-shaped resonators, edge offset, reflection coefficient, scattering diagram, K-band, parametric optimization.

1. Введение

Снижение эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) является одной из ключевой задачей управления отражением и рассеянием электромагнитных волн. Традиционные методы, основанные на применении радиопоглощающих материалов (РПМ) или изменении геометрии объекта, обладают рядом существенных ограничений: значительной толщиной, большой себестоимостью и массой покрытий [1].

В последние десятилетия интенсивно развивается направление метаматериалов и метаповерхностей - искусственных периодических структур, обеспечивающих гибкое управление амплитудой, фазой и поляризацией электромагнитных волн [2, 3]. Для формирования требуемых отражательных характеристик наиболее перспективны два подхода: создание идеальных поглотителей [4] и использование диффузных рассеивателей [5]. Последние функционируют по принципу перераспределения энергии

отражённой волны из зеркального направления в множество боковых лепестков, что достигается за счёт псевдослучайного или шахматного распределения фазы отражения по поверхности [6, 7].

Особый интерес представляют анизотропные элементы, такие как L-образные резонаторы, которые позволяют управлять фазой отражённой волны как за счёт резонансных свойств, так и за счёт геометрической фазы (фазы Панчаратнама–Берри) [8, 9]. Подобные структуры демонстрируют высокую эффективность в задачах кросс-поляризационного преобразования и широкополосного рассеяния [10, 11]. Однако большинство известных исследований сосредоточено в X-диапазоне, тогда как K-диапазон (18–27 ГГц), широко используемый в спутниковой связи и широковещательном телевидении требует дальнейшего изучения и оптимизации топологий [12].

Среди геометрических параметров элементарной ячейки метаповерхности краевой отступ - расстояние от границы резонатора до края ячейки - играет особую роль, определяя характер взаимного электромагнитного взаимодействия между соседними элементами решётки и условия возбуждения высших дифракционных порядков.

Целью данной работы является численное исследование влияния величины краевого отступа элементарной ячейки L-образной метаповерхности на частотные характеристики отражения и диаграммы рассеяния в диапазоне 16–25 ГГц.

2. Описание исследуемой структуры

Исследуемый объект представлял собой периодическую планарную метаповерхность, сформированную массивом вложенных L-образных резонаторов, размещённых на диэлектрической подложке из одностороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,6 мм и экранированных сплошным металлическим основанием. Геометрия элементарной ячейки (рис. 1) выбрана таким образом, чтобы обеспечить управляемое перераспределение поверхностных токов и формирование высоких показателей подавления зеркального отражения при нормальном падении электромагнитной волны СВЧ-диапазона.

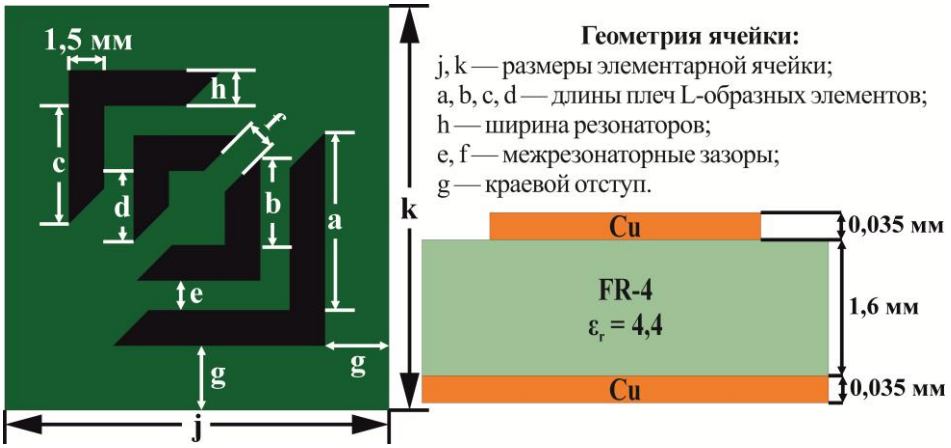


Рис. 1. Геометрические параметры единичной ячейки L-образной метаструктуры

Линейные размеры резонаторов и зазоров между ними выбирались исходя из средней длины волны исследуемого диапазона. В основе построения рассматриваемой структуры лежали парные L-образные резонаторы с различной длиной плеч. Параметр g обозначает краевой отступ - расстояние от крайнего элемента резонаторной пары до границы элементарной ячейки.

Физически L-образный резонатор представляет собой открытый токовый контур, обладающий индуктивной составляющей, определяемой длиной проводящих участков,

и ёмкостной составляющей, формируемой за счёт щелевых зазоров между соседними элементами [13]. При падении электромагнитной волны вдоль нормали к поверхности возбуждаются поверхностные токи, которые, в зависимости от геометрических параметров, могут находиться в фазе или в противофазе с токами, индуцированными в сплошном металлическом отражателе. Именно это фазовое соотношение определяет степень подавления зеркального отражения.

Период решётки (j, k) и величина краевого отступа g являются ключевыми геометрическими параметрами, определяющими фазовые соотношения между электромагнитными полями, переизлучаемыми соседними ячейками метаповерхности, а также условия возбуждения высших дифракционных порядков. Варьирование краевого отступа при фиксированных геометрических размерах резонаторов эквивалентно изменению периода решётки и, соответственно, плотности расположения элементов на поверхности.

3. Методы исследования

Численное моделирование электродинамических свойств метаструктуры проводилось методом конечных элементов в программной среде Ansys HFSS. Выбор данного метода обусловлен его способностью корректно учитывать сложную геометрию, неоднородность среды и локализацию полей в узких зазорах.

Расчётная область представляла собой прямоугольный бокс, вплотную примыкающий к исследуемой структуре снизу. Размеры бокса в плоскости xy соответствовали габаритам структуры, а его высота составляла 32 мм. Примыкание без зазора было обусловлено тем, что непосредственно под расчётной областью располагалась металлизированная поверхность, отражения от которой являлись бы паразитными. На внешних границах расчётной области задавались поглощающие граничные условия (Radiation Boundary), обеспечивающие моделирование распространения волн в свободном пространстве без паразитных отражений и позволяющие рассчитывать диаграммы обратного рассеяния в дальней зоне (Infinity Sphere).

Возбуждение осуществлялось плоской электромагнитной волной с линейной поляризацией вдоль оси x, падающей по нормали к поверхности структуры. Источник излучения располагался на высоте 15 мм от исследуемой структуры. В процессе расчётов определялись частотные зависимости отражения, а также угловые диаграммы рассеяния в дальней зоне. Все частотные зависимости приведены в сравнении с эталонным сплошным металлическим отражателем тех же габаритных размеров.

4. Результаты и обсуждение

Проведённый параметрический анализ влияния краевого отступа g на отражение метаповерхности показал, что данный параметр оказывает существенное и неоднозначное воздействие на характеристики подавления зеркального отражения. Как чрезмерно малые, так и чрезмерно большие значения краевого отступа приводят к значительной деградации частотных характеристик.

В частности, при слишком малом отступе ($g = \lambda/7$) глубина резонансного минимума отражения составляет лишь 20 дБ, что свидетельствует о недостаточной электромагнитной связи между резонансными элементами соседних ячеек и, как следствие, о неполном возбуждении требуемой моды колебаний. При чрезмерно большом отступе ($g = \lambda/4$) глубина минимума снижается до 13,67 дБ вследствие нарушения оптимального электромагнитного взаимодействия между соседними элементами решётки.

Характерной особенностью полученных частотных зависимостей (рис. 2) является то, что главные пики подавления для значений отступа в диапазоне g = λ/4…λ/7 выстраиваются в куполообразную огибающую. Данный эффект объясняется тем, что при варьировании параметра g в указанном интервале происходит плавное изменение согласования импеданса ячейки с импедансом свободного пространства.

При промежуточных значениях отступа (g = λ/6) достигается наиболее полное согласование, при котором резонансный элемент наиболее эффективно взаимодействует с падающей волной, что приводит к максимальному значению подавления. По мере отклонения g от этого оптимального значения в обе стороны нарастает рассогласование импедансов, и амплитуда главного пика монотонно убывает, формируя характерную куполообразную зависимость.

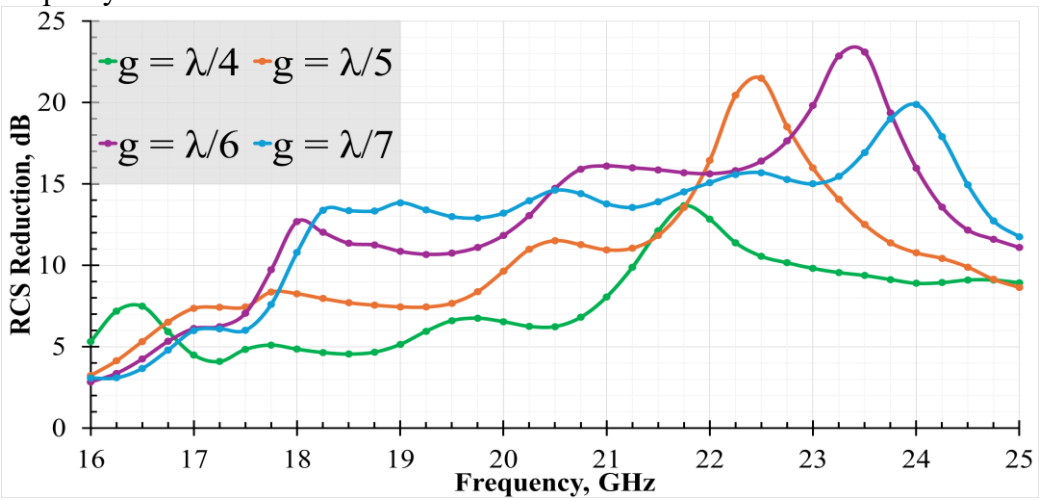


Рис. 2. Частотная зависимость относительного отражения для различных значений краевого отступа g

Наибольшее значение подавления зеркального отражения составляет 23 дБ и наблюдается при g = λ/6 на частоте 23,5 ГГц (рис. 2), что подтверждает оптимальность данного соотношения между размером краевого отступа и рабочей длиной волны. Физически данный эффект обусловлен формированием резонансной LC-системы, в которой индуцированные поверхностные токи создают переизлучение, находящееся в противофазе с зеркально отражённой волной от сплошного металлического основания. Возникающая деструктивная интерференция приводит к подавлению отражения в направлении нормали.

На угловых диаграммах (рис. 3) отчётливо наблюдается значительное снижение амплитуды рассеянного поля в направлении нормали (θ = 0°) по сравнению со сплошным металлическим отражателем. При краевом отступе g = λ/5 амплитуда отражённого поля по нормали от метаповерхности равна 30 мВ, для сравнения амплитуда отражённого поля по нормали от медного зеркала такой же площади 358 мВ. Энергия, подавленная в зеркальном направлении, перераспределяется в боковые лепестки диаграммы рассеяния, что соответствует механизму диффузного рассеяния. Боковые лепестки рассеянного поля имеют выраженную асимметрию, обусловленную различной длиной плеч L-образных резонаторов (a ≠ b ≠ c ≠ d) и анизотропией геометрии элементарной ячейки. Такой характер рассеяния подтверждает эффективность предложенной конфигурации метаповерхности в обеспечении диффузного отражения: отражённое поле не концентрируется в одном направлении, а распределяется по широкому диапазону углов. Данный результат согласуется с общей концепцией [6], однако достигается с использованием единой топологии ячейки без необходимости псевдослучайного распределения фазы, что упрощает процесс проектирования и изготовления.

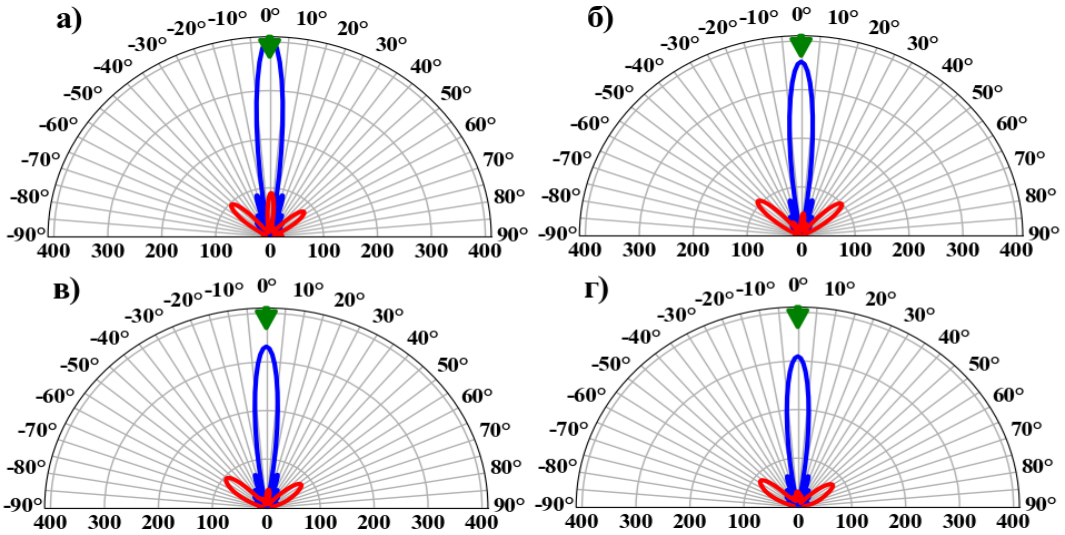


Рис. 3. Угловая зависимость амплитуды рассеянного поля E(θ) метаповерхности в сравнении с эталонным отражателем при нормальном падении волны (θ = 0°, φ = 0°) на резонансных частотах: а) g = λ/4, 21,75 ГГц; g = λ/5, 25,5 ГГц; g = λ/6, 23,5 ГГц; g = λ/7, 24 ГГц.

5. Заключение

В работе показано, что краевой отступ элементарной ячейки является важным параметром, определяющим отражательные свойства и диаграммы рассеяния планарных периодических структур с резонансными элементами. Установлено существование оптимального значения данного параметра, при котором достигается наиболее выраженное снижение отражения и изменение пространственного распределения рассеянного поля. Полученные результаты могут быть использованы при анализе и синтезе частотно-избирательных отражающих структур и метаповерхностей с заданными характеристиками.

6. Благодарности

Финансирование: Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 25-22-00261).

Литература

1. Knott E. F., Shaeffer J. F., Tuley M. T. Radar Cross Section. - 2nd ed. - SciTech Publishing, 2004. - 650 p.
2. Engheta N., Ziolkowski R. W. Metamaterials: Physics and Engineering Explorations. - IEEE Press, 2006. - 440 p.
3. Holloway C. L. et al. An overview of the theory and applications of metasurfaces: The two-dimensional equivalents of metamaterials // IEEE Antennas and Propagation Magazine. - 2012. - Vol. 54, no. 2. - P. 10–35.
4. Landy N. I. et al. Perfect metamaterial absorber // Physical Review Letters. - 2008. - Vol. 100, no. 20. - Art. no. 207402.
5. Paivolainen P., Tretyakov S. A., Sochava A. A. Use of artificial impedance surfaces in reduction of radar cross section // Microwave and Optical Technology Letters. - 2002. - Vol. 35. - P. 132–135.
6. Cui T. J. et al. Coding metamaterials, digital metamaterials and programmable metamaterials // Light: Science & Applications. - 2014. - Vol. 3. - e218.

7. Modi A. Y. et al. Ultrawideband RCS Reduction of a Vivaldi Antenna Using Checkerboard Metasurface // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. - 2019. - Vol. 18, no. 3. - P. 526–530.
8. Yu N. et al. Light propagation with phase discontinuities: generalized laws of reflection and refraction // Science. - 2011. - Vol. 334. - P. 333–337.
9. Zhang K. et al. Broadband and wide-angle polarization conversion metasurface based on V-shaped resonator // AIP Advances. - 2017. - Vol. 7. - Art. no. 085218.
10. Sood D., Tripathi C. C. Wideband RCS reduction using V-shaped metamaterial absorber for X-band applications // 2016 International Conference on Signal Processing and Communication (ICSC). - IEEE, 2016. - P. 270–274.
11. Pan W. et al. Wideband RCS reduction of microstrip antenna based on hexagonal split-ring resonances absorber // Modern Physics Letters B. - 2016. - Vol. 30. - Art. no. 1650381.
12. Edalati A., Sarabandi K. Wideband, wide angle, polarization independent RCS reduction using non-absorptive metasurfaces // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. - 2014. - Vol. 62, no. 2. - P. 747–754.
13. Chen H. et al. Broadband RCS reduction using polarization conversion metasurfaces // Progress in Electromagnetics Research. - 2014. - Vol. 146. - P. 67–74.

REFERENCES

1. Knott E. F., Shaeffer J. F., Tuley M. T. Radar Cross Section. - 2nd ed. - SciTech Publishing, 2004. - 650 p.
2. Engheta N., Ziolkowski R. W. Metamaterials: Physics and Engineering Explorations. - IEEE Press, 2006. - 440 p.
3. Holloway C. L. et al. An overview of the theory and applications of metasurfaces: The two-dimensional equivalents of metamaterials // IEEE Antennas and Propagation Magazine. - 2012. - Vol. 54, no. 2. - P. 10–35.
4. Landy N. I. et al. Perfect metamaterial absorber // Physical Review Letters. - 2008. - Vol. 100, no. 20. - Art. no. 207402.
5. Paivolainen P., Tretyakov S. A., Sochava A. A. Use of artificial impedance surfaces in reduction of radar cross section // Microwave and Optical Technology Letters. - 2002. - Vol. 35. - P. 132–135.
6. Cui T. J. et al. Coding metamaterials, digital metamaterials and programmable metamaterials // Light: Science & Applications. - 2014. - Vol. 3. - e218.
7. Modi A. Y. et al. Ultrawideband RCS Reduction of a Vivaldi Antenna Using Checkerboard Metasurface // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. - 2019. - Vol. 18, no. 3. - P. 526–530.
8. Yu N. et al. Light propagation with phase discontinuities: generalized laws of reflection and refraction // Science. - 2011. - Vol. 334. - P. 333–337.
9. Zhang K. et al. Broadband and wide-angle polarization conversion metasurface based on V-shaped resonator // AIP Advances. - 2017. - Vol. 7. - Art. no. 085218.
10. Sood D., Tripathi C. C. Wideband RCS reduction using V-shaped metamaterial absorber for X-band applications // 2016 International Conference on Signal Processing and Communication (ICSC). - IEEE, 2016. - P. 270–274.
11. Pan W. et al. Wideband RCS reduction of microstrip antenna based on hexagonal split-ring resonances absorber // Modern Physics Letters B. - 2016. - Vol. 30. - Art. no. 1650381.
12. Edalati A., Sarabandi K. Wideband, wide angle, polarization independent RCS reduction using non-absorptive metasurfaces // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. - 2014. - Vol. 62, no. 2. - P. 747–754.
13. Chen H. et al. Broadband RCS reduction using polarization conversion metasurfaces // Progress in Electromagnetics Research. - 2014. - Vol. 146. - P. 67–74.

АНАЛИЗ ТЕХНИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ СИСТЕМЫ ФОРМИРОВАНИЯ ИСКУССТВЕННОГО ОБЛАКА ПЛАЗМЫ ДЛЯ ЗАЩИТЫ РАДИОЛИНИЙ МЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

А. В. Велигоша, Е. А. Третьяков, Е. Е. Комиссаров

Филиал Военной академии Ракетных войск стратегического назначения им. Петра Великого (ФВА РВСН им. Петра Великого), Серпухов, Россия

Аннотация. В данной работе предлагается выбор технических средств формирования искусственного облака плазмы (ИОП) для защиты радиолиний метрового диапазона от радиоэлектронного воздействия (РЭВ) спутниковых средств.

Ключевые слова: ионизация, искусственное облако плазмы, радиолинии метрового диапазона, ультрафиолет.

ANALYSIS OF THE TECHNICAL IMPLEMENTATION OF A SYSTEM FOR FORMING AN ARTIFICIAL PLASMA CLOUD FOR THE PROTECTION OF VHF RADIO LINKS

A. V. Veligosha, E. A. Tretyakov, E. E. Komissarov

Branch of the Military Academy of Strategic Missile Forces named after Peter the Great (FVA RVSN named after Peter the Great), Serpukhov, Russia

Abstract. This paper proposes the selection of technical means for the formation of an artificial plasma cloud (APC) intended to protect VHF radio links from electronic warfare (EW) effects caused by satellite systems.

Keywords: ionization, artificial plasma cloud, VHF radio links, ultraviolet.

1. Введение

Современные спутниковые системы РЭВ позволяют осуществлять радиоэлектронную разведку (РЭР) и радиоэлектронное подавление (РЭП) радиолиний метрового диапазона. Данный факт ограничивает возможности специальных средств связи, функционирующих в интересах Вооруженных Сил Российской Федерации (ВС РФ). Однако, в [1] авторами предлагается способ экранирования радиолиний метрового диапазона от спутниковых средств РЭВ посредством формирования искусственного облака плазмы (ИОП).

Целью исследования является анализ технических средств, необходимых для формирования ИОП и обеспечивающих повышение защищенности радиолиний метрового диапазона.

Проблемная ситуация определяется, с одной стороны, необходимостью повышения скрытности радиолиний метрового диапазона, при использовании спутниковых средств РЭР и РЭП. С другой, невозможностью обеспечить скрытную их работу стоящими на вооружении средствами.

Объектом исследования являются радиолинии метрового диапазона.

Предметом исследования являются технические средства формирования ИОП.

В данной статье предлагается провести анализ и выбор технических средств формирования ИОП для защиты радиолиний метрового диапазона в интересах подразделений ВС РФ.

2. АНАЛИЗ И ВЫБОР ИСТОЧНИКА ИОНИЗИРУЮЩЕГО ИЗЛУЧЕНИЯ

В [1] для формирования ИОП с целью экранирования радиолиний метрового диапазона предлагается использовать ионизирующее излучение ультрафиолетового (УФ) спектра согласно тому, как это показано на рисунке 1.

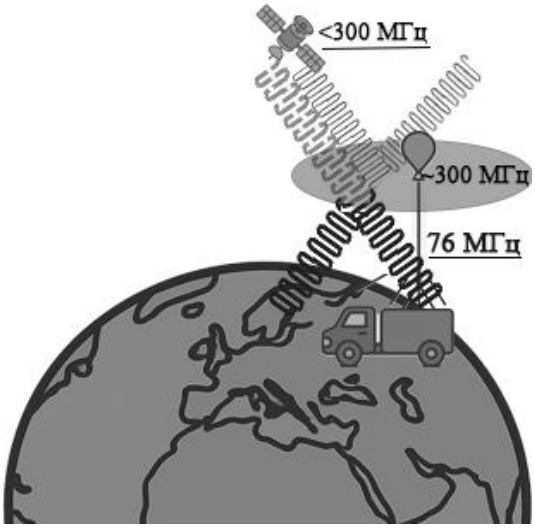


Рис. 1. Экранирование радиолиний метрового диапазона путем создания ИОП.

Необходимо отметить, что не весь спектр УФ-излучения способен вызывать ионизацию молекул кислорода. Энергия необходимая для ионизации одной молекулы кислорода принимает значение $E_{ион}$ = 12,1 эВ, что соответствует $1{,}94*10^{-18}$ Дж [2].

По значению $E_{ион}$ можно найти длину волны ионизирующего луча по выражению:

$$E_{ион} = \frac{h * c}{\lambda}, \quad (1)$$

где $h \approx 6{,}626 * 10^{-34}$ Дж $*$ с – постоянная Планка; $c \approx 2{,}998 * 10^{8}$ м/с – скорость света; λ – длина волны.

Тогда длина волны ионизирующего излучения с учетом (1) для $E_{ион} = 1{,}94 * 10^{-18}$ Дж составляет $\lambda = 102{,}5$ нм.

Согласно [3] УФ-излучение разделяется на три диапазона:

а) УФ-А с длинной волны 315…400 нм;

б) УФ-В с длинной волны 280…315 нм;

в) УФ-С с длинной волны 100…280 нм.

В таком источник ионизирующего излучения с длиной волны $\lambda = 102{,}5$ нм удовлетворяет УФ излучению С диапазона, далее будут рассматриваться источники УФ-излучения этого диапазона.

Для ионизации молекул кислорода длина волны ионизирующего излучения должна составлять примерно 102,5 нм.

Источники такого излучения строятся на газовых разрядах, дугах, искрах, а более эффективные на синхротронном излучении и лазерно-индуцированной плазме. В свою очередь, для инженерной аппаратуры практичнее именно газоразрядные источники.

Рассмотрим следующие виды источников ионизирующего излучения:

1) водородная разрядная лампа с низким давлением;

2) безэлектродная водородная лампа;

3) инертногазовые источники УФ-С диапазона.

Водородная разрядная лампа с низким давлением – это классическая вакуумная УФ лампа на водороде. Подобные лампы исторически использовались как рабочие источники излучения в вакуумной спектроскопии. Хартман и Нельсон описывают их как надежный источник излучения УФ-С диапазона [4]. Достоинствами данных ламп является простота, отработанная конструкция и компактность.

Безэлектродные резонансные лампы возбуждаются микроволновой энергией и дают интенсивные резонансные линии заполняющего газа. У данных ламп выше надежность, меньше проблем с электродами, они компактны, однако имеют высокое атмосферное поглощение излучения и требуют наличие вакуумного безкислородного тракта, что исключает возможность применения в рамках проводимого исследования.

Инертногазовые источники УФ-С диапазона важны как класс УФ источников, но не оптимальны под длину волны 102,5 нм, потому что их сильные линии лежат в других областях спектра, длина волны которых составляет 106,7 нм и более.

Таким образом, даже при условии генерации источником излучения с длиной волны 102,5 нм нет гарантий, что излучение будет эффективно доставлено на заметное расстояние в обычной атмосфере. Поэтому при выборе источника ионизирующего излучения необходимо оценивать реализуемость распространения излучения в воздухе. Следовательно, на основе проведенного анализа типов источников УФ-С излучения, можно сделать вывод о том, что наиболее эффективным источником для ионизации кислорода в атмосфере являются водородные разрядные лампы с низким давлением.

3. Анализ и выбор источника питания

Исходя из расчетов, проведенных авторами в [1] следует, что источник питания должен обеспечивать мощность 880 Вт, непрерывную работу в течение нескольких часов или суток, допустимую массу и габариты.

Для автономных систем данного класса обычно применяются:

1) аккумуляторные батареи (АКБ);
2) топливные элементы;
3) дизель-генераторы;
4) солнечные батареи.

Принцип работы АКБ заключается в преобразовании химической энергии в электрическую. Это компактный источник питания, который прост в эксплуатации, не создает лишнего шума и может быть размещен на аэростате. Однако, объем АКБ ограничивает время работы системы и имеет необходимость в периодической зарядке.

Топливные элементы вырабатывают электричество при электрохимической реакции водорода и кислорода. К достоинствам данного источника питания относятся: высокая удельная энергия; длительное время работы; низкий уровень шума. Однако, подобные системы сложно реализовать, поскольку появляется необходимость в хранении водорода.

В дизель-генераторе механическая энергия двигателя преобразуется в электрическую генератором. Данный источник питания имеет практически неограниченное время работы, обеспечивая при этом высокую мощность. С другой стороны, при его эксплуатации создается сильный шум и сами дизель-генераторы имеют большую массу.

Солнечные батареи обеспечивают фотоэлектрическое преобразование солнечного излучения в электрическую энергию. Они не требуют топлива для своей работы и функционируют автономно. Однако имеют значительные недостатки: зависимость от освещения; необходимость больших панелей; нестабильность мощности.

Исходя из анализа источников питания, необходимых для системы формирования ИОП в атмосфере Земли следует, что оптимальным источником питания является дизель-генератор. Возможность непрерывной работы и обеспечения заданной мощности являются главными аргументами в пользу дизель-генераторов. А их большая масса – это допустимый недостаток, поскольку в проводимом исследовании рассматривается размещение источника питания на земле.

4. Анализ и выбор средства для поднятия источника ионизирующего излучения

В целях реализации системы формирования ИОП средство подъема согласно [1] должно обеспечивать:

1) высоту размещения оборудования 500 м;
2) длительное удержание источника излучения в одной точке;
3) возможность размещения источника питания;
4) устойчивость при ветровых нагрузках;
5) достаточную грузоподъемность.

Для размещения оборудования на высоте могут применяться:

1) беспилотные летательные аппараты (БПЛА);
2) вертолеты;
3) вышки и мачты;
4) привязные аэростаты.

Применение БПЛА обеспечивает высокую мобильность и возможность быстрого развертывания с удобным управлением. Однако, время работы БПЛА значительно ограничено. Большинство БПЛА работает не более 1 часа. Они имеют ограниченную грузоподъемность и требуют постоянного управления оператором.

Вертолеты имеют высокую грузоподъемность и возможность подъема оборудования на большую высоту. При этом использование вертолета не рационально, поскольку оно сопровождается значительным расходом топлива, создает шум и демаскирующие признаки. Использование вертолета для длительного зависания без значительных затрат невозможно.

Высотные мачты и вышки обеспечивают высокую устойчивость конструкции и просты в эксплуатации. К их недостаткам относятся: ограниченная высота, стационарность и сложность монтажа. Применение мачт и вышек как средства поднятия источника ионизирующего излучения на высоту 500 м конструктивно ограничено.

Привязные аэростаты обеспечивают возможность подъема оборудования до нескольких километров с длительным удержанием на одной точке. Канат-кабель привязного аэростата позволяет подавать электроэнергию и снижает влияние потоков ветра на положение в пространстве. Привязные аэростаты обладают высокой грузоподъемностью и низкой стоимостью эксплуатации.

Таким образом, на основе проведенного анализа можно сделать вывод о том, что целесообразно в рамках проводимого исследования использовать привязные аэростаты. Они не только позволяют разместить источник питания на земле, но и обеспечивают необходимую высоту подъема. А наличие канат-кабеля позволяет обеспечить фиксацию в пространстве и питание системы.

5. Заключение

В проводимом исследовании были рассмотрены технические средства, необходимые для формирования ИОП с целью защиты радиолиний метрового диапазона. Для этого было рассмотрено три основных аспекта: формирование ИОП, обеспечение системы электроэнергией и поднятие источника ионизирующего излучения на необходимую высоту.

Исходя из анализа технической реализации системы формирования искусственного облака плазмы для защиты радиолиний метрового диапазона определены источник ионизирующего излучения, источник питания и средство поднятия источника ионизирующего излучения.

В качестве источника ионизирующего излучения предлагается использовать водородные разрядные лампы с низким давлением, поскольку они имеют малый вес,

простую конструкцию и обеспечивают необходимую длину волны для ионизации молекул кислорода.

Наиболее эффективным в качестве источника питания для данной системы является дизель-генератор. Несмотря на большую массу и габариты, он обеспечивает непрерывную работу системы с заданной мощностью.

Привязной аэростат является необходимым элементом данной системы, поскольку позволяет обеспечивать питание системы по канат-кабелю от дизель-генератора, располагаемого на земле. Помимо этого, данное средство поднятия источника питания в отличие от остальных позволяет длительное время удерживать систему в определенной точке на заданной высоте.

Литература

1. Комиссаров Е.Е., Велигоша А.В. Противодействие радиоэлектронному воздействию спутников на радиолинии посредством повышения плотности плазмы в атмосфере Земли // Теория и техника радиосвязи. – Воронеж: Концерн «Созвездие», 2025. – №4. – С. 18–24.
2. Попова Н.П. Исследование ионизирующего излучения: метод. указания к выполнению лабораторной работы / Н.П. Попова. – Екатеринбург: УрГУПС, 2017. – 28 с.
3. Ананьев Л.Б., Кузнецова И.Н., Нахаев М.И. Особенности распределения ОСО на территории России по данным ИСЗ (2005–2009 гг.) и их использование для оценки опасности ультрафиолетовой облучённости // Труды Гидрометцентра России. – 2010. – Вып. 344. – С. 214–227.
4. Hartman W. Hydrogen Lamp of Good Intensity and Reliability for the Vacuum Ultraviolet // Journal of the Optical Society of America. – 1961. – Vol. 51, No. 7. – P. 646–649.

References

1. Komissarov E.E., Veligosha A.V. Counteraction to electronic warfare effects of satellites on radio links by increasing plasma density in the Earth’s atmosphere // Theory and Technology of Radio Communication. – Voronezh: Concern “Sozvezdie”, 2025. – No. 4. – P. 18–24.
2. Popova N.P. Study of Ionizing Radiation: Methodological Guidelines for Performing a Laboratory Work / N.P. Popova. – Yekaterinburg: Ural State University of Railway Transport, 2017. – 28 p.
3. Ananyev L.B., Kuznetsova I.N., Nakhaev M.I. Features of total ozone content distribution over the territory of Russia according to satellite data (2005–2009) and their use for assessing the hazard of ultraviolet irradiance // Proceedings of the Hydrometeorological Center of Russia. – 2010. – Issue 344. – P. 214–227.
4. Hartman W. Hydrogen Lamp of Good Intensity and Reliability for the Vacuum Ultraviolet // Journal of the Optical Society of America. – 1961. – Vol. 51, No. 7. – P. 646–649.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ, ПРИМЕНЯЕМАЯ ПРИ РАЗРАБОТКЕ ПРОГРАММНОГО ИМИТАТОРА РНС ГЛОНАСС

А. В. Володько [1], А. Р. Гаврилов[2], Е. А. Ищенко[1], С. М. Фёдоров [1]

[1]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Российская Федерация
[2]АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В работе описан математический аппарат программного имитатора автоматизированного рабочего места (АРМ) радиооператора радионавигационной радиосистемы и радиокомплекса ГЛОНАСС, который имитирует работу радионавигационной радиосистемы и радиокомплекса. Программный имитатор обеспечивает пользователю следующие возможности: настройка радиопередатчика радионавигации на требуемую мощность и радиочастоту ГЛОНАСС; автоматическая настройка радиоприемника радионавигации на требуемую радиочастоту ГЛОНАСС; изменение количества ИСЗ; изменение параметров объекта. В статье подробно рассматриваются математические основы и алгоритмы, методы преобразования координат, расчет курса и моделирование параметров спутниковых радиосистем реализованные в программном обеспечении. Для моделирования положения ИСЗ и объектов на поверхности Земли используются классическая геодезическая теория. Применяются стандартные формулы преобразования координат и определения направления движения.

Ключевые слова: программный имитатор; автоматизированное рабочее место (АРМ) радиооператора; радионавигационная радиосистема и радиокомплекс ГЛОНАСС; ИСЗ.

MATHEMATICAL MODEL USED IN THE DEVELOPMENT OF A GLONASS PROGRAM SIMULATOR

A. V. Volodko[1], A. R. Gavrilov[2], E. A. Ishchenko[1], S. M. Fedorov[1]

[1] Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russian Federation
[2] JSC Concern Sozvezdie, Voronezh, Russian Federation

Abstract. The paper describes the mathematical apparatus of the software simulator of the automated workplace (AWP) of the radio operator of the radio-navigation radio system and the GLONASS radio complex, which simulates the operation of the radio-navigation radio system and the radio complex. The software simulator provides the user with the following capabilities: setting the radio transmitter of the radio-navigation to the required power and GLONASS radio frequency; automatic setting of the radio receiver of the radio-navigation to the required GLONASS radio frequency; changing the number of satellites; changing the parameters of the object. The article discusses in detail the mathematical foundations and algorithms, methods of coordinate transformation, calculation of the course and modeling of the parameters of satellite radio systems implemented in the software. To model the position of the satellite and objects on the Earth's surface, the classical geodetic theory is used. Standard formulas for coordinate transformation and determination of the direction of movement are applied.

Keywords: software simulator; automated workplace (AWP) of a radio operator; GLONASS radio navigation system and radio complex; satellite.

1. Введение

Радионавигационные радиосистемы, такие как ГЛОНАСС, основаны на взаимодействии и обмене радиосигналами между искусственными спутниками Земли (ИСЗ) которые составляют космический сегмент и наземный сегмент (центр управления орбитальными спутниками, шлюзовые станции), абонентский сегмент (абонентские терминалы), интерфейсы сопряжения шлюзовых станций с наземными радиосетями радиосвязи. Для обучения радиооператоров и научных исследований важно иметь возможность моделировать работу этих радиосистем в реальных и учебных условиях. В связи эти разработана программа-имитатор, реализующая основные задачи, выполняемые радионавигационной радиосистемой с применением основных математических моделей, функций и алгоритмов, которые позволяют динамически формировать параметры ИСЗ, объекта и радиосигналов. В данной статье подробно будет рассмотрен и описан метод математического моделирования, реализованных в программном обеспечении, формулы, используемые для преобразования геодезических координат в трехмерную системы координат (ECEF), а также для вычисления курса (азимута) между двумя точками. Эти модели лежат в основе радионавигационных расчетов, применяемых в радиосистемах ГЛОНАСС.

2. Моделирование радиосигналов

Для определения положения объекта или спутника, геодезические координат географической системы (широта, долгота, высота) можно преобразовать в трехмерную сфероидальную систему координат Earth-Centered Earth-Fixed (ECEF), связанные с центром Земли, что необходимо для моделирования, а также позволяют получить точку в трехмерной декартовой системе, которая является основой для дальнейшего применения моделирования и определения курса, расстояния и позиционирования. Для отображения положения объекта в трехмерной системе координат используется модель эллипсоида Земли. Величины широты (φ), долготы (λ) и высоты (h) преобразуются в трехмерные координаты (X, Y, Z) с применением следующей формулы:

$$N(\varphi) = \frac{a}{\sqrt{1-e^2 \sin^2 \varphi}} \quad (1)$$

$$X = (N(\varphi) + h) \cos \varphi \cos \lambda \quad (2)$$

$$Y = (N(\varphi) + h) \cos \varphi \sin \lambda \quad (3)$$

$$Z = (N(\varphi)(1 - e^2) + h) \sin \varphi \quad (4)$$

где $a = 6378137.0$ м – большая полуось эллипсоида (экваториальный радиус); $e^2 = 6{,}694 \cdot 10^{-3}$ – первый эксцентриситет эллипсоида; φ – широта в радианах; λ – долгота в радианах; h – высота над уровнем моря; X, Y, Z – вектор координат.

3. Расчет курса (азимута) между двумя

Курс – угол, определяющий направление движения (от начальной точки $(\varphi_1 \lambda_1)$ к конечной $(\varphi_2 \lambda_2)$, выраженный в градусах) относительно северного направления по азимуту и дает направление, по которому необходимо двигаться объекту, чтобы перейти от одной точки к другой, что критично для РНС. Моделирование и расчет курса основан на формуле:

$$K = \text{atan2}(\sin \Delta\lambda \cos \varphi_2, \cos \varphi_1 \sin \varphi_2 - \sin \varphi_1 \cos \varphi_2 \cos \Delta\lambda) \quad (5)$$

где φ_1, φ_2 – широты начальной и конечной точек; $\Delta\lambda = \lambda_2 - \lambda_1$ – разница долгот.

Результат моделирования приводится к диапазону от $0°$ до $360°$.

4. Модель спутниковых координат и моделирование их движения. Модель орбитального движения спутника (модель круговой орбиты). Моделирование положения спутника на круговой орбите

ИСЗ в программе моделируются как точки, движущиеся по орбитам, приближенным к эллиптическим орбитам с учетом параметров, заданных пользователем или моделируемых автоматически. Положение ИСЗ задается в сферической системе координат:

$$x_s(t) = R\,cos(\theta_s(t)) \quad (6)$$

$$y_s = R\,sin(\theta_s(t)) \quad (7)$$

$$z_s = \text{h} \quad (8)$$

где R – радиус орбиты, примерно равен сумме радиусу Земли и высоты орбиты, постоянная величина; h – высота орбиты над уровнем моря.

$\theta_s(t) = \omega t + \theta_0$ – угол, изменяющийся во времени с угловой скоростью спутника (ω); где $\omega = \frac{2\pi}{T}$, где T – период обращения. θ_0 – начальный угол в момент времени $t = 0$.

Такая модель позволяет имитировать динамику движения ИСЗ по орбите и их видимость с объекта, что необходимо для тестирования радионавигационных алгоритмов и моделирования спутниковых радиосистем. Для моделирования положения ИСЗ на орбите используется классическая модель круговой орбиты с постоянной высотой, рисунок 1 и рисунок 2, подтверждают математическое описание.

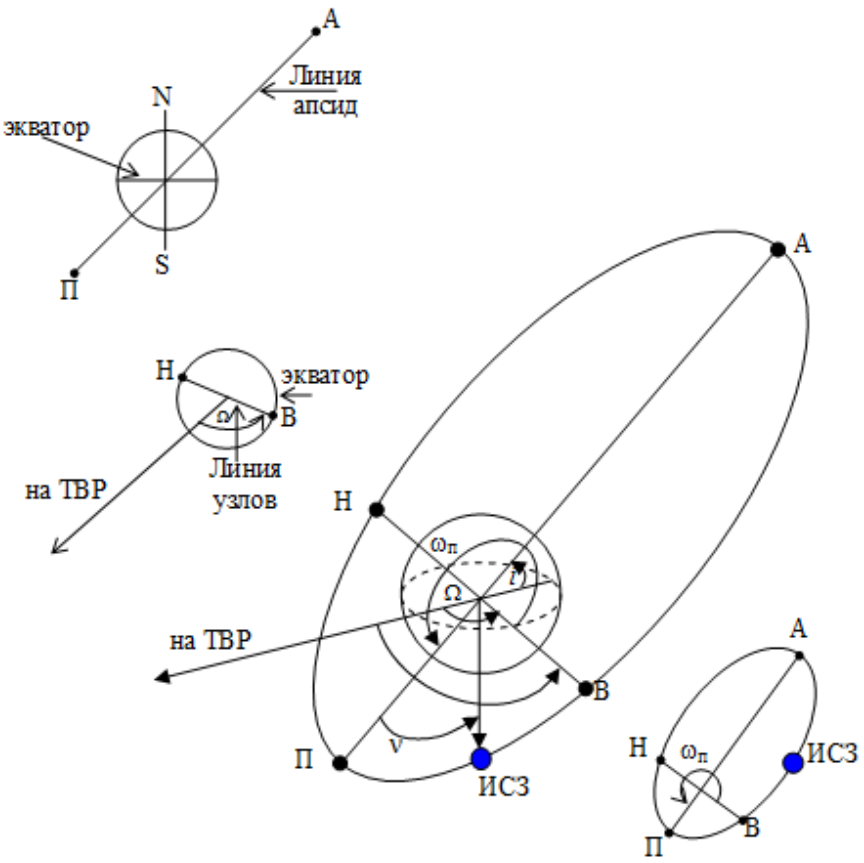


Рис. 1. Характерные точки и линии орбиты.

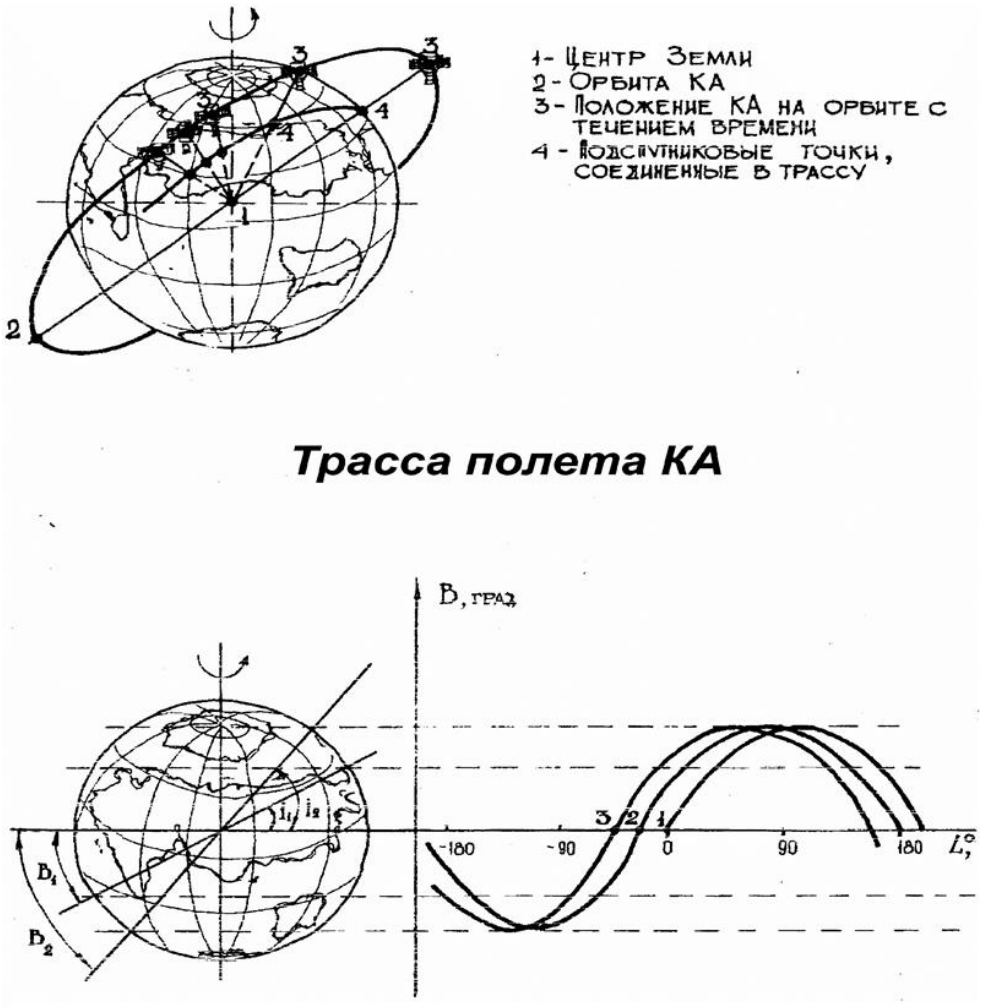


Рис. 2. Характерные точки и линии орбиты.

5. Расчет положения ИСЗ в системе координат приемника

Положение ИСЗ в системе координат объекта (ECEF) определяется через преобразование орбитальных параметров, что позволяет вычислить вектор направления от приемника к спутнику (вектор наблюдения):

$$\vec{r}_s = (x_s - x_0, y_s - y_0, z_s - z_0) \quad (9)$$

где $(x_0,\ y_0,\ z_0)$ – координаты объекта

Результаты работы преобразования геодезических координат в глобальные прямоугольные координаты (ECEF), расчет курса (азимута) между двумя точками, модель спутниковых координат и моделирование их движения. Модель орбитального движения спутника (модель круговой орбиты). Моделирование положения спутника на круговой орбите и расчет положения ИСЗ в системе координат приемника представлены на рисунке 3.

Рисунок 3 показывает ключевые этапы преобразования координат, позволяющий точно определять положение объектов и спутников в трехмерном пространстве, преобразования координат из географической системы в систему ECEF. Методику расчета курса (азимута), необходимую для ориентации и планирования маршрутов. Динамическое моделирование орбитального движения спутников, что повышает качество моделирования радионавигационного покрытия.

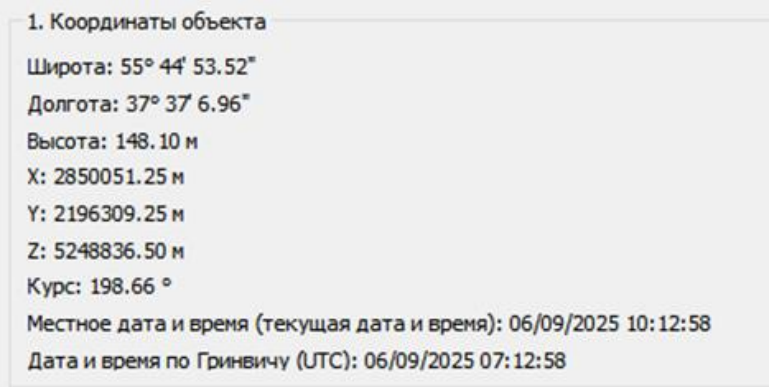


Рис. 3. Результаты преобразования геодезических координат в глобальные прямоугольные координаты (ECEF), расчет курса (азимута) между двумя точками, модель спутниковых координат и моделирование их движения. Модель орбитального движения спутника (модель круговой орбиты). Моделирование положения спутника на круговой орбите и расчет положения ИСЗ в системе координат приемника.

6. Моделирование сигнала и мощности сигнала

Мощность принимаемого сигнала моделируется исходя из параметров передатчика и условий распространения радиоволн. В простом виде мощность сигнала (P_{rx}) по уравнению затухания сигнала с расстоянием, что важно для оценки уровня сигнала и качества радиосвязи:

$$P_{rx} = P_{tx} G_{tx} G_{rx} \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 \quad (10)$$

где P_{tx} – мощность передатчика; G_{tx}, G_{rx} – коэффициенты усиления; λ – длина волны; R – расстояние между спутником и объектом.

Результаты работы моделирования сигнала и мощности сигнала представлены на рисунке 4. На рисунке 4 показано влияние частот РНС ГЛОНАСС на распространение радиоволн и расчет мощности принимаемого сигнала. Рисунок 4 показывает: затухание сигнала с увеличением расстояния, показывая важность учета длины пути сигнала. При моделировании применяется использование реальных частот радионавигационной системы ГЛОНАСС. Частоты ГЛОНАСС играют ключевую роль в определении точности расчета сигнала и поведения радионавигационной системы, поскольку именно частота определяет многие физические свойства распространения радиоволн, влияющие на силу сигнала и качество связи. Использование настоящих рабочих частот ГЛОНАСС позволяет создавать точную картину поведения радиосигнала в разных условиях окружающей среды, что имеет решающее значение для проектирования эффективного радиооборудования и гарантирует высокий уровень надежности и производительности радионавигационных систем.

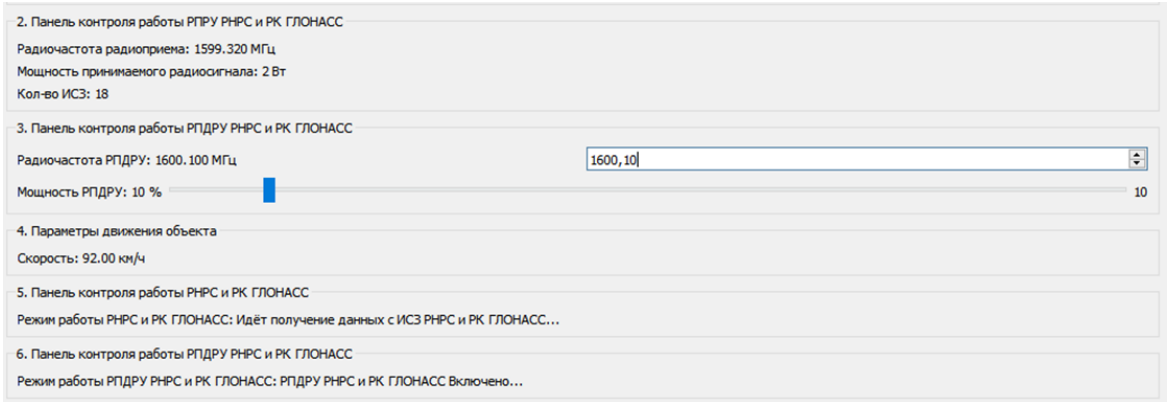


Рис. 4. Результаты моделирования сигнала и мощности сигнала.

7. Практическое использование и выводы

Разработанный программный имитатор можно активно внедрить в учебный процесс учебных заведений и центры подготовки операторов радионавигационных систем. Его использование улучшит подготовку будущих специалистов и способствует развитию научных исследований в области радионавигации. По сравнению с существующими зарубежными аналогами (GPS, Galileo, BeiDou), наша система обладает рядом важных преимуществ:

– Возможность оперативной смены количества спутников и параметров сигналов;

– Простота адаптации к новым сценариям эксплуатации;

– Высокая эффективность вычислительного процесса и низкая нагрузка на оборудование.

Предлагаемый подход характеризуется несколькими ключевыми особенностями, которые делают его уникальным и важным для практической реализации:

– Новизна подхода: разработанная математическая модель программного имитатора включает оригинальные алгоритмы для оперативного изменения числа спутников и параметров сигналов, обеспечивая высокую точность моделирования динамики радионавигационных систем;

– Обучение и наука: интерактивный характер имитатора существенно улучшает процесс подготовки специалистов, давая возможность практиковать сложные сценарии радионавигации и исследовать альтернативные стратегии оптимизации навигационных алгоритмов.

– Отечественное производство: решение ориентировано на создание радиоустройства на основе отечественных комплектующих, что снижает зависимость от импортных поставок и увеличивает надежность систем радионавигации.

Таким образом опыт внедрения покажет высокую востребованность среди преподавателей, обучаемых, инженеров и исследователей.

Результат работы моделирования программного имитатора РНС и РК ГЛОНАСС представлен на рисунке 5, демонстрируя интеграцию всех предыдущих этапов моделирования:

– Координационное пространство и положение спутников;

– Орбитальное движение и сигналы, передаваемые каждым спутником;

– Расчет позиций и направлений антенн на Земле.

8. Заключение

Основные формулы, использованные при разработке математической модели, соответствуют классическим (фундаментальным) моделям радионавигации, обеспечивают реалистичное моделирование параметров динамической радиосистемы ГЛОНАСС, обеспечивают точное преобразование, позиционирование координат, расчет направления движения, расчет курса, моделирование спутниковых орбит, движение ИСЗ, орбитальных параметров и сигнала. Реализация данных формул в программном имитаторе обеспечивает реалистичное моделирование и тестирование РНС и РК. Разработка имитатора создает прочную основу для проектирования современных радиоустройств российского производства, работающих на отечественной радиоэлементной базе. Благодаря четкому пониманию принципов моделирования сигналов и пространственного распределения спутников, инженер-проектировщик получает инструмент для создания высокоточных и эффективных радионавигационных приборов.

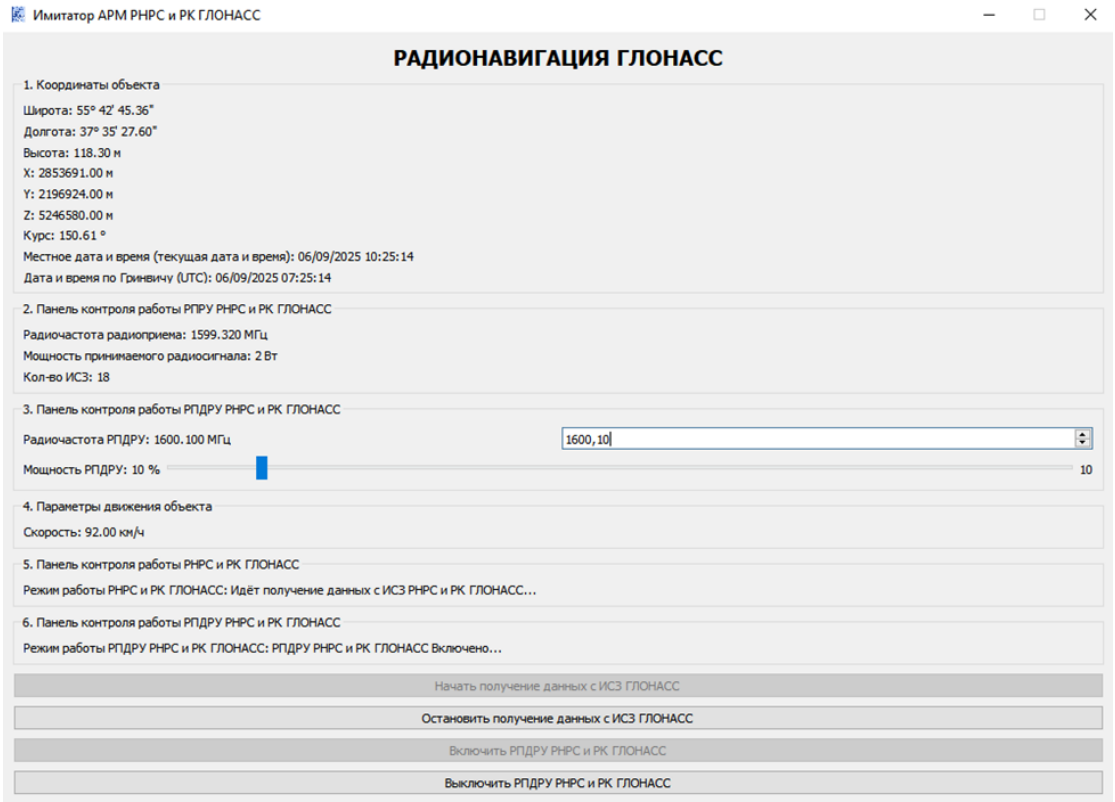


Рис. 5. Результат работы моделирования программного имитатора РНС и РК ГЛОНАСС.

9. Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания "молодежная лаборатория" № FZGM-2024-0003.

Литература

1. Бакулев П. А. Радиолокационные системы. М.: Радиотехника, 2004, 320 с.
2. Бердышев В. П., Гарин Е. Н., Фомин А. Н. Радиолокационные системы: учеб., под общ. ред. В. П. Бердышева. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т. – 2011. – 400 с.
3. Верба В. С., Татарский Б. Г. Основы теории радиолокационных систем и комплексов 2-е исправленное издание М.: ТЕХНОСФЕРА, 2025. – 312 с.

References

1. Bakulev, P. A. Radar Systems. Moscow: Radiotekhnika, 2004, 320 p.
2. V. Berdyshev. In accordance with P. E. Garin. N. A. Fomin. N. Radar systems: textbook, under the general editorship of N. V. N. In accordance with P. Berdyshev. - Krasnoyarsk: Sib. federa. Univ. – 2011. - 400 p.
3. Verba V. S., Tatarsky B. G. Fundamentals of the Theory of Radar Systems and Complexes. 2nd Revised Edition. Moscow: TEHNOSFERA, 2025. 312 p.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ, ПРИМЕНЯЕМАЯ ПРИ РАЗРАБОТКЕ ПРОГРАММНОГО ИМИТАТОРА СТАНЦИИ РЭР

А. В. Володько[1], А. Р. Гаврилов[2], Е. А. Ищенко[1], С. М. Фёдоров [1]

[1]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Российская Федерация
[2]АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В статье представлен анализ математического аппарата программного имитатора автоматизированного рабочего места (АРМ) радиооператора станции РЭР, реализованного на базе Qt. Программный имитатор обеспечивает пользователю следующие возможности: настройка радиопередатчика РЛС на требуемую мощность и радиочастоту; настройка радиопередатчика помех на требуемую мощность и радиочастоту; управление захватом цели; управление режимом помех; просмотр параметров целей; производство пуска ракет; настройка и оценка помех на нашу РЛС, ракету; управление углом обзора РЛС; отметка целей на индикаторе кругового обзора РЛС; настройка осциллографа (частота, мощность), возможность снятия сигнала ЭПР целей. Рассмотрены ключевые алгоритмы моделирования радиосигналов, целей и помех, а также выделены основные формулы и методы, используемые в программном обеспечении для моделирования радиолокационных процессов. Рассмотрены ключевые уравнения, лежащие в основе моделирования радиосигналов, целей, помех и процессов обнаружения, а также реализованные алгоритмы, обеспечивающие реалистичное моделирование радиолокационных систем. Особое внимание уделено основным формулам для генерации сигналов, расчетам геометрических и физических характеристик целей и моделированию вероятностных эффектов.

Ключевые слова: программный имитатор; автоматизированное рабочее место (АРМ) радиооператора; станция РЭР.

MATHEMATICAL MODEL USED IN THE DEVELOPMENT OF THE RER STATION PROGRAM SIMULATOR

A. V. Volodko[1], A. R. Gavrilov[2], E. A. Ishchenko[1], S. M. Fedorov[1]

[1]Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russian Federation
[2] JSC Concern Sozvezdie, Voronezh, Russian Federation

Abstract. The article presents an analysis of the mathematical apparatus of the software simulator of the automated workplace (AWP) of the radio operator of the REP station, implemented on the basis of Qt. The software simulator provides the user with the following capabilities: setting the radar's radio transmitter to the required power and radio frequency; setting the jamming radio transmitter to the required power and radio frequency; controlling target acquisition; controlling jamming mode; viewing target parameters; launching missiles; setting and evaluating jamming on our radar and missile; controlling the radar's viewing angle; marking targets on the radar's circular view indicator; setting the oscilloscope (frequency, power), and capturing the target's EPR signal. The key algorithms for modeling radio signals, targets, and interference are considered, and the main formulas and methods used in software for modeling radar processes are highlighted. The key equations underlying the modeling of radio signals, targets, interference, and processes are reviewed.

Keywords: software simulator; automated radio operator's workplace (AWP); RER station.

1. Введение

При разработке радиосистем радиоэлектронной разведки широко используют физические и математические модели для обнаружения, отслеживания и уничтожения целей. Имитационные программные комплексы позволяют исследовать поведение систем, тестировать алгоритмы и обучать радиооператоров без необходимости использования реальных радиолокационных станций и целей, зная их только характеристики. В основе их работы – точное моделирование радиосигналов, взаимодействия с целями и помехами. Программный имитатор станции РЭР предназначен для моделирования характеристик радиолокационной системы, целей и помех с целью обучения, тестирования и анализа радиокомплексов РЭР. В основе их работы лежит математическая модель, описывающая распространение, отражение и обработку радиосигналов. В данной работе выделяются основные компоненты этой модели, реализованные в коде, и приводится соответствующий математический аппарат.

2. Моделирование радиосигналов

Модель передающего сигнала можно представить в виде гармонического сигнал с определенной базовой частотой и экспоненциальным спадом, что соответствует реальному поведению радиоволн с учетом потерь и затухания по времени:

$$S_{tx}\,(t) = \sin(2\pi f_{base} t)\, e^{-\alpha t} \quad (1)$$

где f_{base} – частота базового сигнала, с учетом частоты радара:

$$f_{base} = f_{signal} + f_{radar} \quad (2)$$

где α – коэффициент спада, задает экспоненциальное затухание сигнала по времени:

Модель отраженного сигнала реализована следующим образом. Модель отраженного сигнала с той же частотой, что и передаваемый, с фазовым сдвигом, моделирующим фазовую задержку при отражении сигнала $\left(\frac{\pi}{4}\right)$ и экспоненциальным спадом, моделирующим затухание, формула выглядит следующим образом:

$$S_{echo}\,(t) = A_{echo}\sin(2\pi f_{base} t - \tfrac{\pi}{4})\, e^{-\alpha t} \quad (3)$$

где A_{echo} – амплитуда отраженного сигнала, зависит от расстояния и характеристик целей.

Остальные параметры совпадают с формулой передаваемого сигнала.

3. Модель отражения и амплитуда сигнала

Модель амплитуды отраженного сигнала, основана на законе обратных квадратов и характеристиках цели. Для модели отражения и амплитуды сигнала используем приближенную модель, основанную на законе обратных квадратов, с добавлением единицы для избежания деления на ноль:

$$A_{echo} = \frac{P_{radar}\, RCS}{d^2+1} \quad (4)$$

где P_{radar} – мощность передатчика радара; RCS – ЭПР цели; d – дальность (расстояние) до цели.

4. Расчет азимута цели

$$\theta = \operatorname{atan} 2(y, x) \quad (5)$$

где θ – азимут в радианах; y, x – координаты цели.

Перевод в градусы осуществляется по выражению:

$$\theta_{deg} = round\left(\frac{180° \theta}{\pi}\right) \quad (6)$$

Расчет азимута цели необходим для определения положения (направления) цели относительно радара.

5. Расчет дальности

Для расчета дальности используется классическая формула евклидового расстояния:

$$R=\sqrt{x^2 + y^2} \quad (7)$$

где x, y – координаты цели; R – дальность до цели.

6. Расчет угла места (элевации)

Вертикальный угол места – угол между линией обзора и горизонтом, учитывающий координаты цели (x, y, z). Результат в градусах, характеризует высоту цели относительно горизонта:

$$\gamma = \text{atan2}\left(y, \sqrt{x^2 + z^2}\right) \quad (8)$$

где x, y, z – координаты цели; γ – угол места в градусах.

Результат моделирования радиосигналов, модели отражения и амплитуда сигнала, расчета азимута цели, расчета дальности, расчета угла места (элевации) представлен на рисунке 1 и рисунке 2.

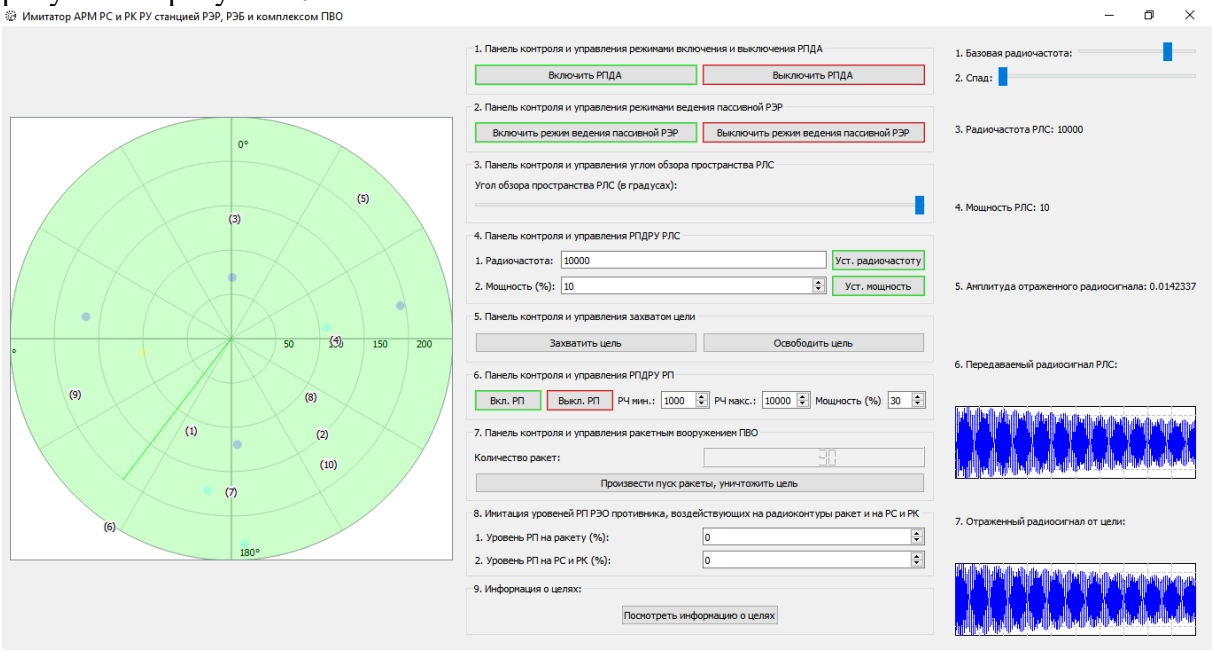


Рис. 1. Результат моделирования радиосигналов, модели отражения и амплитуда сигнала.

На рисунке 1 графики демонстрируют процесс формирования, передающего и отражённого сигналов, включая зависимость амплитуды от расстояния и характера поверхности цели. Показано затухание сигнала с расстоянием согласно закону обратных квадратов. Результаты показывают высокую степень соответствия реальной физике процесса радиолокационного зондирования, что подтверждает предложенной модели.

На рисунке 1 иллюстрация расчёта пространственного расположения цели относительно радарной установки, показана через три параметра – азимут, дальность и угол элевации. Предложенный алгоритм успешно решает задачу точного позиционирования объектов, что критично для эффективной работы радиолокационных систем.

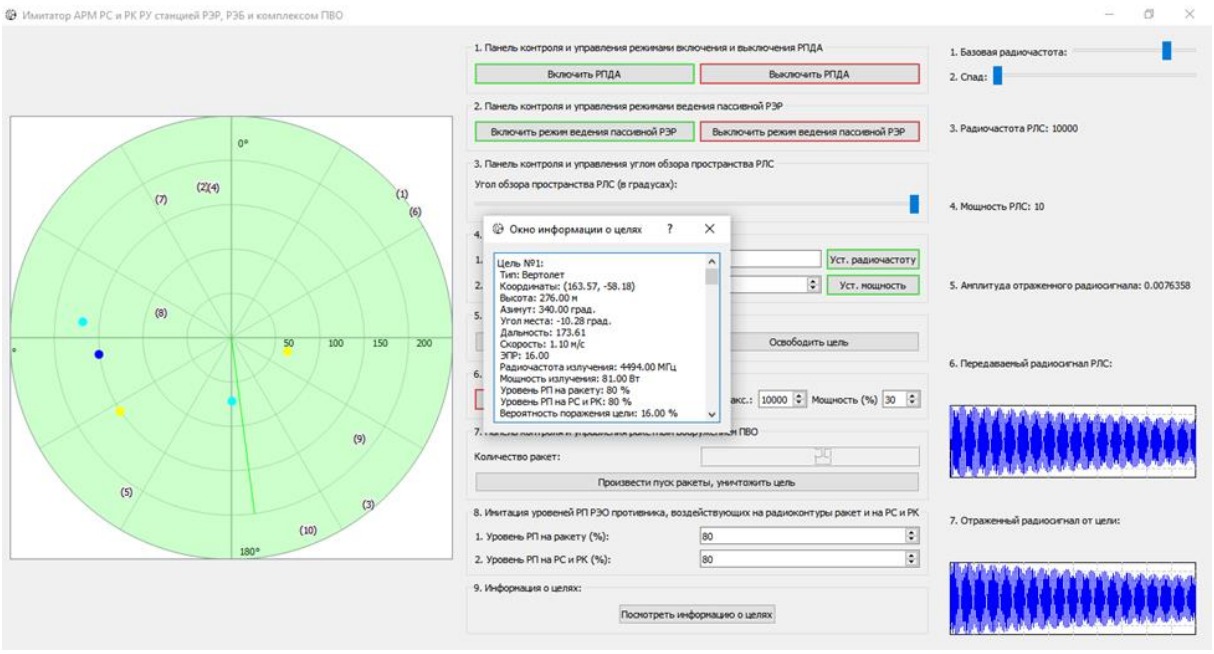


Рис. 2. Результат моделирования расчета азимута цели, расчета дальности, расчета угла места (элевации).

7. Влияние помех и вероятности поражения

Прямое сравнение случайного числа с вероятностью поражения цели (P_{hit}) моделирует вероятностное попадание. Ключевое влияние на вероятность поражения цели оказывает уровень помех:

$$P_{hit} = P_{base}\left(1 - \frac{\mathrm{L_{missile}}}{100}\right) \quad (9)$$

где P_{hit} – вероятность поражения цели; P_{base} – базовая вероятность 0,8 (80 %); $L_{missile}$ – уровень помех на ракету от 0 до 100.

Результат работы влияния помех и вероятности поражения представлен на рисунке 3, рисунке 4, рисунке 5, рисунке 6.

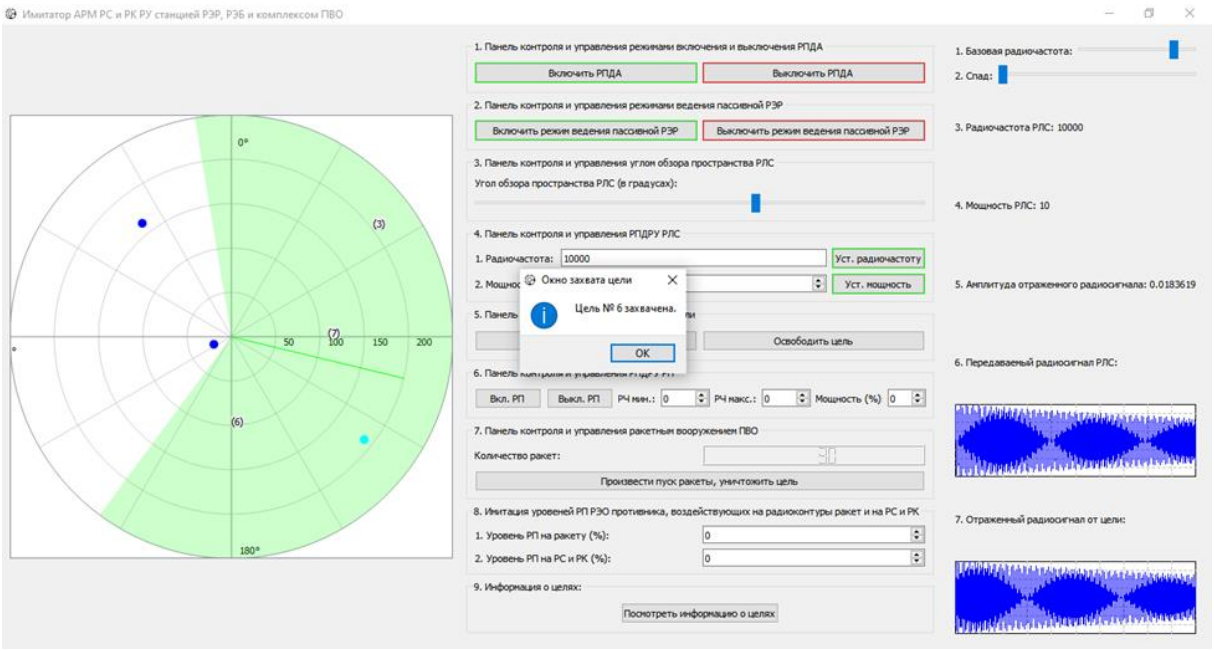


Рис. 3. Модель захвата цели.

На рисунке 3 демонстрируется процедура выбора наиболее приоритетной цели в пределах зоны сканирования радара, исходя из минимального расстояния и наилучшего качества сигнала. Механизм захвата цели работает стабильно и способен выбрать оптимальную цель даже в условиях сложных внешних факторов.

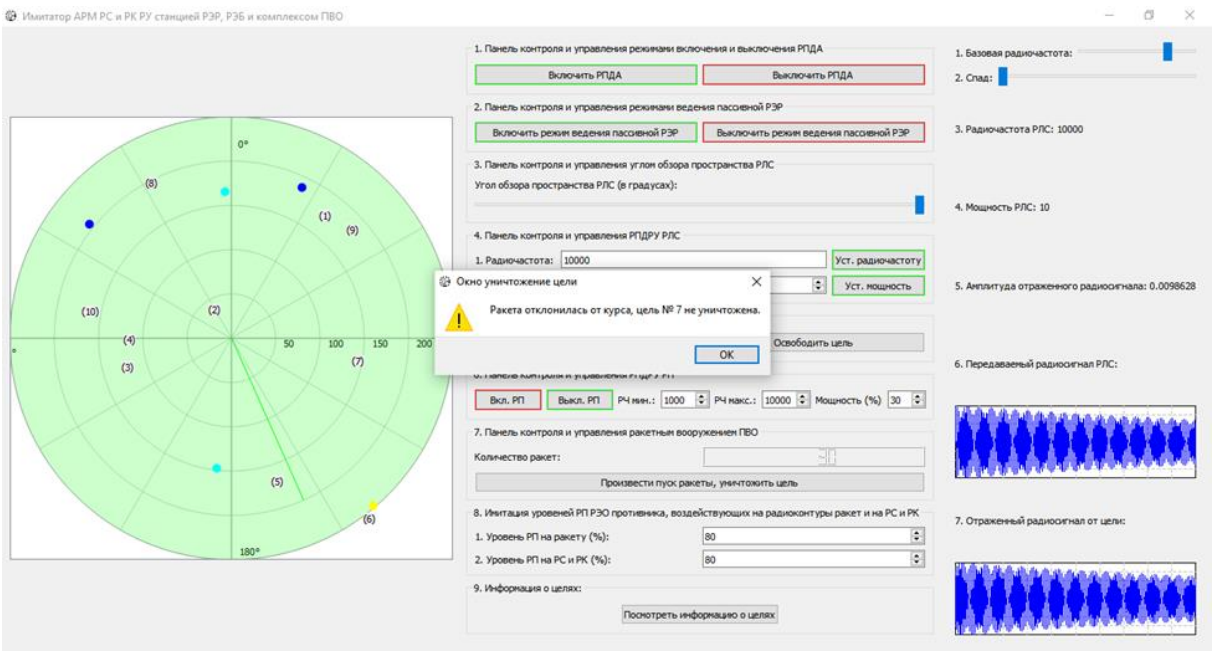


Рис. 4. Модель влияния вероятностей помех на ракету.

Рисунок 4 показывает снижение вероятности успешного попадания ракеты в цель вследствие увеличения уровня помех. Разработанный механизм учета влияния помех позволяет оценить риск снижения боевой эффективности радиолокационных установок в зависимости от интенсивности внешнего шума.

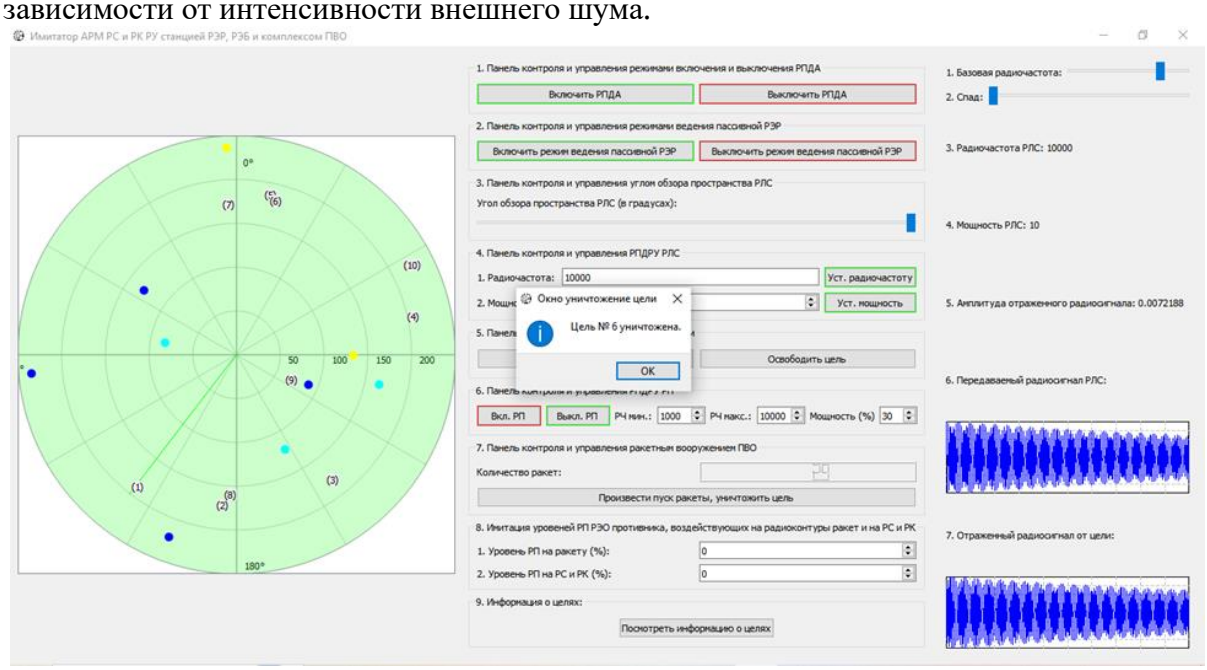


Рис. 5. Модель уничтожения цели.

На рисунке 5 представлен сценарий виртуальной атаки, демонстрирующий успешное поражение цели после её захвата и оценки вероятности попадания. Система способна моделировать эффективные сценарии борьбы с воздушными угрозами, обеспечивая тренировочные условия для подготовки персонала.

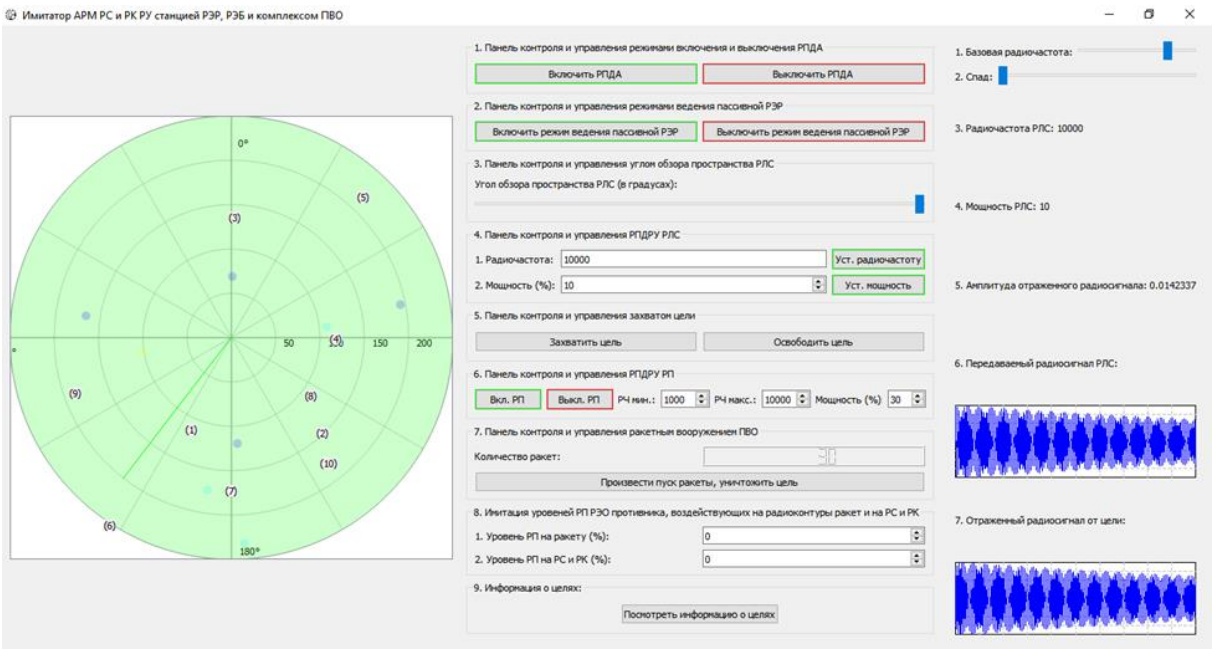


Рис. 6. Модель воздействия помехи на индикатор кругового обзора и отображения на нем целей.

На рисунке 6 показано искажённое отображение целей на экране индикатора кругового обзора под воздействием активных помех. Полученные результаты подтверждают способность имитатора создавать реалистичные условия работы радиооператора, что улучшает подготовку специалистов к выполнению боевых задач.

8. Общий вывод и работа

Таблица 1. Формулы, применяемые при построении математической модели

Механизм	Выражение	Описание
Генерация передаваемого сигнала	$S_{tx}\ (t) = \sin(2\pi f_{base} t)\ e^{-\alpha t}$	Гармонический сигнал с затуханием
Генерация отраженного сигнала	$S_{echo}\ (t) = A_{echo} \sin\left(2\pi f_{base} t - \frac{\pi}{4}\right) e^{-\alpha t}$	Отражение с фазовым сдвигом и затуханием
Амплитуда эхо-сигнала	$A_{echo} = \frac{P_{radar}\ RCS}{d^2+1}$	Модель закона обратных квадратов
Расчет азимута	$\theta\ = \text{atan}\,2(\text{y}, \text{x})$	Направление на цель в градусах
Расчет дальности	$R\ = \sqrt{x^2 + y^2}$	Евклидова дистанция
Расчет угла места	$\gamma = \text{atan2}\left(y, \sqrt{x^2 + z^2}\right)$	Вертикальный угол места

Вероятность поражения	$P_{hit} = P_{base}\left(1 - \frac{\mathrm{L_{missile}}}{100}\right)$	Моделирование вероятности с учетом помех
Обнаружение цели	Проверка угла (θ) в области сканирования	Моделирование передающей антенны
Захват цели	Выбор ближайшей цели в зоне сканирования	Минимальное расстояние (R)

Работа модели имитатора представлена на рисунке 7.

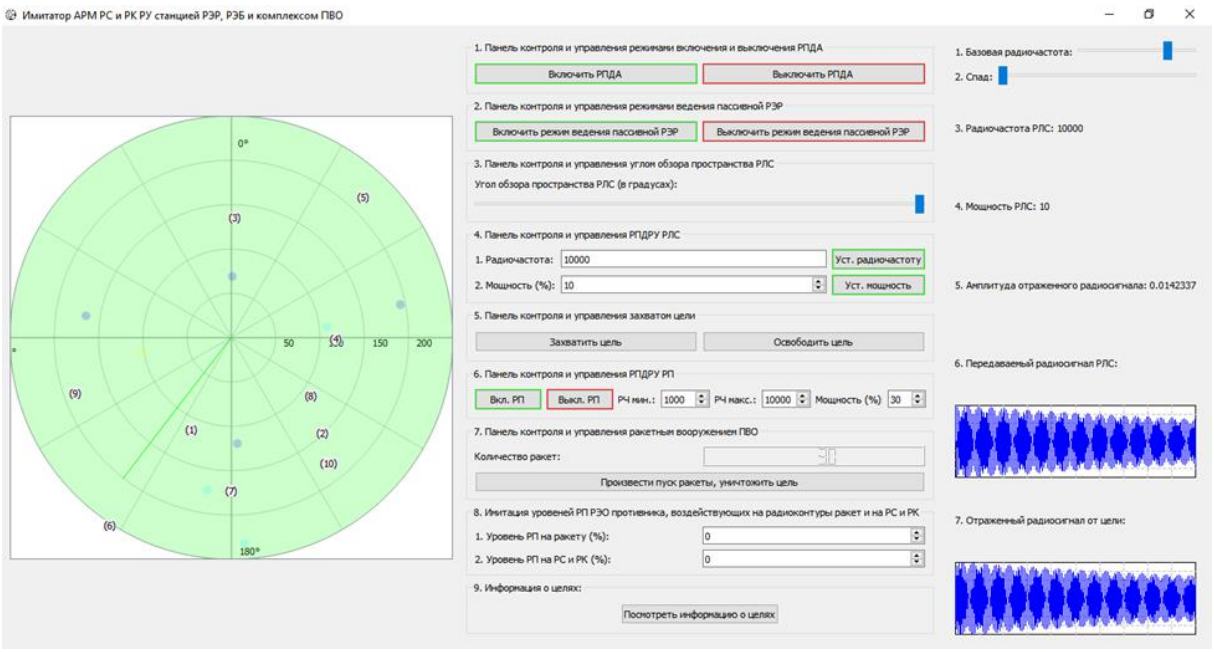


Рис. 7. Работа имитатора.

На рисунке 7 представлен полный цикл работы имитатора, начиная от генерации радиосигнала и заканчивая уничтожением цели. Все этапы процесса детально проработаны и взаимосвязаны, что гарантирует целостность и реалистичность симуляции.

В данной работе представлено комплексное решение проблемы достоверного моделирования радиолокационных процессов, которое ранее не было столь подробно изучено и систематизировано. Особенность заключается в интеграции всех ключевых аспектов работы радиолокационной системы в единую программу, позволяющую обучаться и проводить тестирование операторского состава без привлечения дорогостоящего оборудования.

Разработанная методика представляет собой существенный вклад в развитие подходов к обучению и подготовке кадров для нужд обороны нашей страны. Она открывает новые перспективы для дальнейших исследований и разработок:

– Создание адаптивных моделей для разных типов целей и сред.

– Интеграция машинного обучения для повышения точности предсказательной способности программы.

– Совершенствование интерфейса и внедрение VR-технологий для улучшения погружённости в учебный процесс.

Этот задел станет основой для будущих проектов, направленных на разработку новейших радиолокационных устройств и повышение их надежности.

9. Заключение

Модель программного имитатора основывается на классических физических и радиолокационных формул, реализованных через функции C++ и Qt. Основные математические компоненты включают моделирование гармонических сигналов с затуханием, расчет геометрических параметров целей, моделирование вероятностных исходов поражения, помех. Такой подход обеспечивает реалистичное моделирование процессов обнаружения, захвата, уничтожения целей и воздействия помех, что важно для обучения и проведения тестов систем радиолокации и противодействия.

Данный программный имитатор разработан специально для нужд гражданских и военных учебных заведений и подразделений, занимающихся подготовкой специалистов радиолокационного профиля. Его задача – обеспечить эффективное обучение радиооператоров, повысить их квалификацию и готовность к действиям в экстремальных ситуациях.

Основные преимущества:

– Высокая реалистичность моделей сигналов и окружающей среды;

– Возможность настройки различных сценариев работы радиолокационной станции;

– Удобство использования благодаря интуитивному графическому интерфейсу.

Имитатор позволит сократить расходы на проведение практических занятий и снизить риски аварийных ситуаций, возникающих при обучении на реальных объектах. Это важный инструмент для повышения квалификации студентов, личного состава и поддержания боеспособности войск.

10. Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания "молодежная лаборатория" № FZGM-2024-0003.

Литература

1. Бакулев П. А. Радиолокационные системы. М.: Радиотехника, 2004, 320 с.
2. Бердышев В. П., Гарин Е. Н., Фомин А. Н. Радиолокационные системы: учеб., под общ. ред. В. П. Бердышева. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т. – 2011. – 400 с.
3. Верба В. С., Татарский Б. Г. Основы теории радиолокационных систем и комплексов 2-е исправленное издание М.: ТЕХНОСФЕРА, 2025. – 312 с.

References

1. Bakulev, P. A. Radar Systems. Moscow: Radiotekhnika, 2004, 320 p.
2. V. Berdyshev. In accordance with P. E. Garin. N. A. Fomin. N. Radar systems: textbook, under the general editorship of N. V. N. In accordance with P. Berdyshev. - Krasnoyarsk: Sib. federa. Univ. – 2011. - 400 p.
3. Verba V. S., Tatarsky B. G. Fundamentals of the Theory of Radar Systems and Complexes. 2nd Revised Edition. Moscow: TEHNOSFERA, 2025. 312 p.

АНТЕННОЕ СОГЛАСУЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО ПЕРЕДАЮЩЕГО АНТЕННО-ФИДЕРНОГО ТРАКТА С АНТЕННОЙ ДКМВ ДИАПАЗОНА

А. В. Кейстович, И. Ю. Хлопушин
АО «НПП «Полет», г. Нижний Новгород, РФ

Аннотация. Современные телекоммуникационные авиационные системы, работающие в ДКМВ диапазоне, должны обеспечивать надежную работу с широким спектром разнотипных антенн, размещаемых на летательных аппаратах. Одним из вариантов повышения надежности связи является согласование радиочастотных фидеров с антеннами различных типов в широкой полосе частот. От решения этой задачи напрямую зависят достоверность передачи информации и дальность связи, массогабаритные характеристики бортовых радиостанций и комплексов радиосвязи. В докладе приведена и описана структурная схема согласующего устройства с антенной ДКМВ диапазона.

Ключевые слова: антенное согласующее устройство, датчик, антенна.

DESIGN FEATURES OF THE BLOCKS OF ANTENNA MATCHING DEVICES OF THE DCMV RANGE

A.V. Kejstovich, I. Yu. Khlopushin

1 JSC «POLYOT Research & Production Company», (JSC «Polyot RPC»),
Nizhny Novgorod, RF

Abstract. Modern telecommunication aviation systems operating in HF band should provide reliable performance with a wide range of different-type antennas installed on aircraft. One of the means to improve communication reliability is matching of radio-frequency feeders with antennas of different types in a wide frequency band. Data transmission validity, communication range, weight and dimensions of on-board radio stations and radio communication complexes directly depend upon the solution of this problem. The article presents the design features of the blocks of antenna matching devices of discrete and distributed type, designed to match on-board antennas of the DCMV range.

Keywords: antenna coupler, sensor, antenna.

1. Введение

Улучшение качества радиосвязи в ДКМВ диапазоне заключается в разработке антенного согласующего устройства (АнСУ), обеспечивающего повышение входного коэффициента бегущей волны (КБВ) в антенно-фидерном тракте, улучшение процедур согласования, уменьшение потерь мощности передаваемых радиосигналов, сокращение времени настройки устройства.

2. Основная часть

Реализация поставленной задачи создания требуемого канала ДКМВ радиосвязи решается следующим образом.

В АнСУ, содержащее устройство управления (УУ), вычислитель, генератор рабочей частоты и два параллельных согласующих контура распределенного типа, в каждом из которых индуктивности соединены последовательно, а между ними соединенные с корпусом параллельно включены по три емкости с возможностью их подключения на

основе сравнения по заданному алгоритму высокочастотных напряжений в соседних плечах каждого звена согласующего контура.

$$C1(i) = C1(min),\ C2(i) = C(0),\ C3(i) = C(max) \quad (1)$$

к выходу последнего звена подключен соответствующий широкополосный согласующий контур (ШСК).

Для реализации процедур обработки радиосигналов используется датчик КБВ и параметров импеданса антенны, вход которого подключен к концу антенного радиочастотного кабеля, ближнего к антенне, а вход/выход – к первому входу/выходу вычислителя. Второй вход/выход вычислителя соединен с блоком записи программ, третий вход/выход вычислителя подключен к генератору рабочей частоты, а четвертый вход/выход является входом/выходом для подключения к вычислительной системе управления объекта, где установлено антенное согласующее устройство. Третий вход/выход блока записи программ является входом контроля результатов настройки и выходом для коррекции исходных данных устройства. Структурная схема АнСУ с антенной приведена на рис. 1.

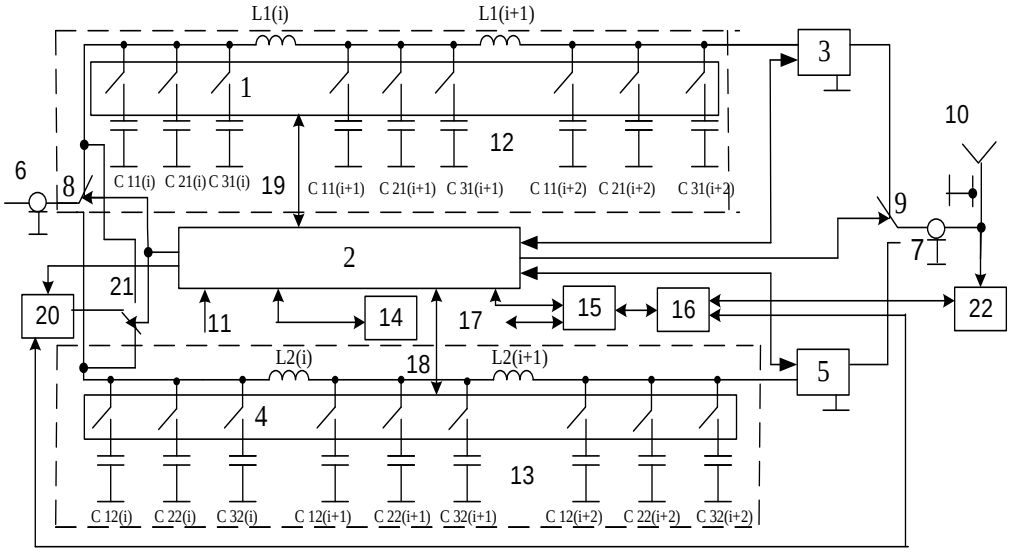


Рис.1. Структурная схема АнСУ с антенной

На рис. 1 обозначены:

1, 4 - первый и второй узлы подключения емкостей и контроля напряжений на границах L, C звеньев, которые находятся в точке соединения начала и конца индуктивностей в первом и втором согласующих контурах 12 и 13;

2 – устройство управления;

3, 5 - первый и второй широкополосные согласующие контуры (ШСК);

6, 7 – передающий и антенный радиочастотные кабели;

8, 9 и 21 – первый, второй и третий высокочастотные коммутационные узлы;

10 – подключаемая антенна;

11 - вход устройства управления для выбора программы типа подключаемых антенн;

14 – приемник сигналов глобальных навигационных спутниковых систем с антенной;

15 – блок записи программ с третьим входом/выходом 17 - входом контроля результатов настройки и выходом для коррекции исходных данных;

16 – вычислитель;

18 и 19 - шины управления высокочастотными коммутационными узлами и контроля напряжения на соседних звеньях первого и второго согласующих контуров 12 и 13 соответственно;

20 – генератор рабочей частоты;

21 – третий ВЧ коммутационный узел;

22 – датчик КБВ и параметров входного импеданса антенны;

L1(i) и L2(i) – индуктивности i-го звена первого и второго контуров согласующего устройства;

Номиналы емкостей первого и второго согласующих контуров имеют разные значения, так как они настраиваются на разные частоты, согласно следующим выражениям [1]:

$$\left.\begin{array}{l} C11(i) = C11(i+1) = C1(min),\ C21(i) = C21(i+1) = C1(0), \\ C31(i) = C31(i+1) = C1(max), \\ C12(i) = C12(i+1) = C2(min),\ C22(i) = C22(i+1) = C2(0), \\ C32(i) = C32(i+1) = C2(max) \end{array}\right\} \quad (2)$$

Данные равенства верны для всех звеньев устройства.

Настройку устройства проводят в 3 этапа.

На первом подготовительном этапе перед началом процедуры согласования измеряют характеристики всех типов антенн 10 или берут их из технических условий. Затем определяют характер реактивности (индуктивный или емкостной) и другие характеристики подключаемой антенны. Все данные, необходимые для настройки, записываются в память устройства 2 управления. Производят предварительную настройку устройства с последующим выбором и коммутацией соответствующего узла предварительной настройки (3 или 5) и согласующего контура распределенного типа (12 или 13), а также коммутацией элементов узла предварительной настройки по команде от устройства управления. В процессе предварительной настройки контролируют значения КБВ и импеданса в антенно-фидерном тракте на каждом шаге с помощью датчика КБВ и входного импеданса. На втором этапе в зависимости от характера реактивности подключаемой антенны командой с устройства управления 2 подключают первый или второй согласующие контуры 12 или 13 через первый или второй высокочастотные (ВЧ) коммутационные узлы 8 и 9 соответственно. Настройку начинают с выбора исходных данных из памяти устройства 2 управления путем подачи на вход 11 устройства 2 управления соответствующей команды, одной из нескольких. Согласование начинают с соответствующего СК – первого или второго в зависимости от того, в каком положении находятся первое и второе высокочастотные коммутационные узлы 8 и 9. Такой порядок настройки необходим для компенсации реактивной составляющей и повышения КБВ устройства. Желательно, чтобы значение КБВ в линии передачи было близко к единице. Эта величина автоматически контролируется по результатам оценки КБВ узлом 22 и вычислителем 16 на входе/выходе 17 устройства 2 управления, сравнивается нижним пределом КБВ, и выводится для контроля на экран монитора, например, ноутбука, не показанного на рисунке 1. Для каждого согласующего контура 12 и 13 начальная емкость C1(i), индуктивность L(i) и величины изменения емкости ΔC(i) каждого звена фильтра нижних частот на L, C элементах выбираются по известным формулам [2-5].

Подключение дополнительных емкостей при автоматической настройке каждого контура производят по следующему алгоритму с помощью устройства 2 управления и вычислителя 16. Если напряжения, измеренные с помощью аналогово-цифровых преобразователей (АЦП) в устройства 2 управления на выходах шины управления и контроля 18 или 19 на границах соседних звеньев отличаются друг от друга меньше, чем на величину, определяемую ценой младшего разряда АЦП, то емкость C(i) не изменяет своей величины. Если напряжение на предыдущем звене больше, чем в последующем, то необходимо подключить емкость C(i) максимальной величины, в противном случае подключается емкость C(i) минимальной величины. Автоматическая настройка

устройства продолжается до тех пор, пока не пройдены все заданные рабочие точки и не получена требуемая величина КБВ или до момента, когда значение КБВ будет меньше минимально допустимого предела. В этом случае подключается дополнительная емкость требуемого номинала и проверка величины КБВ повторяется с первого шага.

Для настройки неработающей в данный момент времени цепочки, состоящей из последовательно соединенных узлов 13 и 5 или 12 и 4 используются генератор 20 рабочей частоты, управляемый вычислителем 16, устройство 2 управления, третий ВЧ коммутационный узел 21, шины 18 или 19. Основу генератора 20 рабочей частоты составляет высокостабильный генератор опорной частоты (синтезатор частот), выполненный, например, на термостабилизированном кварцевом генераторе, и делителях частоты [1]. Коэффициенты деления в генераторе рабочей частоты выбираются таким образом, чтобы его рабочие точки перекрывали всю совокупность частот, номиналы и последовательность установки во времени которых введены по входу/выходу 17 или запомненные в вычислителе 16 при записи плана связи в блок 15. Генератор рабочей частоты необходим для настройки неработающих узлов 13 и 5 или 12 и 4 на частоту, которая будет в следующем (по времени) сеансе связи. Для реализации этой процедуры выход генератора 20 рабочей частоты соединен с входом третьего ВЧ коммутационного узла 21, управляющий вход которого подключен к первому управляющему выходу устройства 2 управления. Первый выход третьего ВЧ коммутационного узла 21 подключен к первому выходу первого ВЧ коммутационного узла 8, а второй выход – к второму выходу первого ВЧ коммутационного узла 8. При поступлении команды с устройства 2 управления вход первого ВЧ коммутационного узла 8, передающий антенно-фидерный тракт - радиочастотный кабель 6 подключается к первому согласующему контуру 12, вход третьего ВЧ коммутационного узла 21 - к второму согласующему контуру 13. В следующем сеансе связи передающий радиочастотный кабель 6 через первый ВЧ коммутационный узел 8 подключают к второму согласующему контуру 13, а генератор 20 рабочей частоты через третий ВЧ коммутационный узел 21 - к первому согласующему контуру 12. Итак продолжается до конца работы устройства. Установка рабочей частоты на следующий сеанс связи в узле 21 осуществляется с помощью команды, подаваемой с пятого выхода устройства 2 управления, которая формируется в соответствии с планом связи, записанным в блок 15 и в память вычислителя 16.

Высокочастотные коммутационные узлы 8 и 9 в зависимости от команд устройства 2 управления коммутируют один из двух согласующих контуров 12 или 13, который в текущий момент времени настроен на рабочую частоту, заданную программно с помощью блока 15 записи программ по исходным данным, введенным заранее по входу/выходу 17. Второй из двух согласующих контуров 12 или 13 в это же время настраивается на следующую известную рабочую частоту в соответствии с исходными данными, введенными в блок 15 заранее по входу/выходу 17, которая должна присутствовать в эфире в течение заданного интервала времени, синхронизированного метками точного времени с приемника 14 сигналов глобальных навигационных спутниковых систем с антенной. После программного переключения в следующем сеансе связи высокочастотных коммутационных узлов 8 и 9 в зависимости от команд со устройства 2 управления подключают второй согласующий контур 12 или 13, который в текущий момент времени уже настроен на рабочую частоту, заданную программно с помощью блока 15 записи программ, а первый согласующий контур по исходным данным, введенным заранее по входу/выходу 17 начинает настраиваться на следующую по времени рабочую частоту и так далее.

Первый и второй узлы 1 и 4 подключения емкостей и контроля напряжений на границах L, C звеньев необходимо ставить с обеих сторон индуктивностей для

исключения паразитного влияния неработающей (отключенной) в данный момент индуктивности.

При переходе частоты из нижней части ДКМВ диапазона в верхнюю номиналы емкостей должны уменьшиться. По известным методикам [1-5] можно рассчитать такие номиналы емкостей, чтобы они позволяли перекрыть всю полосу рабочих частот. Для этого возможно установить в каждом плече фильтра нижних частот (ФНЧ) не по 3 емкости, как показано на рис. 1, а более четырех емкостей, причем каждая со своими узлами подключения емкостей. При предварительных расчетах, закладываемых программно в устройства 2 управления, необходимо стремиться к минимальному количеству емкостей, при котором выполняются требования по времени перестройки устройства на новую рабочую частоту, например, в течение заданного интервала времени (текущего сеанса связи), чтобы в точный заданный момент времени, определяемый совместно блоками 2, 14 и 15, выполнить требования по обеспечению требуемого КБВ. Повысить качество согласования можно также за счет минимизации длины антенного радиочастотного кабеля 7.

При прохождении радиосигнала в режиме настройки осуществляется снятие поочередно уровней напряжений в соседних плечах каждого звена, подключенного согласующего контура и сравнение их величины с помощью АЦП, находящихся, например, в устройстве 2 управления.

Назначение устройства 2 – управление подключением емкостей в узлах 1 и 4, согласующих контуров 12, 13, 3, 5 с помощью ВЧ коммутационных узлов 8, 9 и 21, в соответствии с алгоритмом настройки и в зависимости от команды выбора типа подключаемых антенн на входе 11 устройства 2 управления для обеспечения эффективной работы устройства на всех частотах рабочего диапазона, детектирование передаваемых радиосигналов, аналогово-цифровое преобразование полученных видеосигналов и сравнение на выходах АЦП уровней напряжений на концах индуктивностей первого и второго согласующих контуров 1 и 4. АЦП работают с положительными и отрицательными напряжениями. При полученном положительном значении осуществляется увеличение подключаемой емкости, при отрицательном - уменьшение подключаемой емкости. В память устройства 2 управления вводятся данные о измеренных параметрах подключаемых антенн 10 и соответствующие алгоритмы работы. При необходимости параметры новых подключаемых антенн и новый алгоритм вводятся в устройство 2 управления и в вычислитель 16, данные которых используются при формировании управляющих команд для перестройки на новую частоту по данным блока 15 и ввода новых данных. Параллельные входы и выходы устройства 2 управления соединены двухсторонними связями по шинам управления высокочастотными коммутационными узлами и контроля напряжения на соседних звеньях 18 и 19 с первым и вторым узлами 1 и 4 подключения емкостей и контроля напряжений на границах L, C звеньев первого и второго согласующих контуров 12 и 13. Для получения необходимых значений КБВ, например, не менее 0,6 на всех рабочих частотах диапазона, разбивают весь рабочий диапазон минимум на три поддиапазона, например, (3–9) МГц, (9–15) МГц, (15–30) МГц) и автоматически программным методом в соответствии с заложенными в память устройства 2 управления и вычислителя 15 настраивают на заданную частоту по радиосигналу с генератора 20 рабочих частот.

В одном из вариантов использования антенного согласующего устройства после его установки на объект могут быть проведены тестовые испытания, например, по следующей методике. По внешнему входу/выходу 17 с технологической ЭВМ или с вычислителя 16 в блок 15 записи программ поочередно вносятся номиналы рабочих частот, которые будут использованы в сеансе связи. На каждую рабочую частоту в устройство 2 управления с блока 15 записи программ поступает команда на поочередную

настройку звеньев первого и второго согласующих контуров 12 и 13 соответственно. С одного из выходов устройства 2 управления или с третьего входа/выхода вычислителя 16 на генератор 20 рабочей частоты подается команда, по которой устанавливается требуемая частота, и с использованием первого, второго и третьего высокочастотных коммутационных узлов 8, 9, 21 осуществляются соответствующие переключения и по рассмотренному ранее алгоритму производят настройку. Как только настройка закончена, по шинам 18 или 19 управления высокочастотными коммутационными узлами и контроля напряжения на соседних звеньях первого и второго согласующих контуров 12 и 13 в устройство 2 управления поступают квитанции о состоянии всех переключателей первого или второго узлов 1 или 4 подключения емкостей и контроля напряжений на границах L, C звеньев, которые находятся в точке соединения начала и конца индуктивностей в первом и втором согласующих контурах 12 и 13, которые затем транслируются в блок 15 записи программ. Записанные данные используются в работе для уменьшения времени настройки устройства на новую рабочую частоту.

В зависимости от уровня мощности передаваемого сигнала в качестве элементов согласующих контуров можно использовать конденсаторы типа К15-37 или К15-39 производства АО «НИИ «Гириконд» (г. Санкт-Петербург) и катушки индуктивности на проводе ПЭВ-2 без сердечника, в качестве элементов коммутации можно применять, например, малогабаритные высокочастотные вакуумные выключатели поляризованного типа В1Д-12В производства АО «НИИЭМП» (г. Пенза). На третьем этапе при установке антенны на объект из-за наличия металлических поверхностей, например, обшивки планера самолета, могут измениться реактивные составляющие сопротивления антенны. Поэтому проводится дополнительная проверка в технологическом режиме величины КБВ. Если на некоторых рабочих точках величина КБВ ниже предельно допустимых значений, то они исключаются из формируемых планов связи. Наличие четвертого входа/выхода у вычислителя 16 позволяет оценить величину КБВ, например, на экране пульта управления и индикации самолета в полете при подключении его к вычислительной системе самолетовождения, перед проведением сеанса связи на конкретной рабочей частоте. Датчик 22 КБВ и входного импеданса, подключенный к входу антенны 10, состоит из АЦП, управляемых вычислителем 16, запоминающего устройства, в который записываются результаты оценки КБВ.

Наличие генератора 20, управляемого вычислителем 16, позволяет с помощью соответствующих команд проверить в технологическом режиме псевдослучайную перестройку рабочей частоты без включения излучения радиосигналов.

Сокращение времени переключения с одной рабочей частоты на другую осуществляется за счет настройки второго согласующего контура 13 на следующую известную рабочую частоту в то время, как первый согласующий контур 12 используется в сеансе связи на предыдущей рабочей частоте. Такие процедуры обеспечиваются вычислителем 16, блоком 15 записи программ и устройством 2 управления соответственно; что позволяет проводить псевдослучайную перестройку рабочей частоты в устройстве.

3. Заключение

Таким образом, улучшение качества радиосвязи в ДКМВ диапазоне обеспечивается за счет процедур:

согласования входного сопротивления антенны с выходным сопротивлением антенно-фидерного тракта, уменьшения потерь мощности передаваемых радиосигналов в передающем тракте ДКМВ диапазона и сокращения времени настройки устройства;

контроля и снижения величины КБВ при введении автоматических вычислительных операций предварительного контроля во время настройки устройства на

допустимую минимальную величину КБВ и сохранения данных в блоке записи программ и вычислителе;

коррекции введенных программ и планов связи при проверке устройства на объекте, при сеансе связи;

предварительной настройки на следующую известную рабочую частоту.

Предлагаемая структура АнСУ передающего антенно-фидерного тракта с антенной ДКМВ диапазона позволяет:

работать в широком диапазоне частот (2-30 МГц) и с антеннами различных типов, как наземных, так и самолетных, например, проволочных, верхнеемкостного питания и других, в различных режимах, в том числе с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты для борьбы с помехами и замираниями в радиоканале связи;

повысить оперативность настройки параметров устройства за счет использования вычислителя, высокоскоростных коммутационных полупроводниковых элементов, построенных, например, на базе pin-диодов и использования времени предыдущего сеанса связи для настройки второго согласующего контура на следующую рабочую частоту;

автоматизировать контроль величины КБВ как во время настройки устройства, так и во время подготовки сеансов связи;

проверить режим ППРЧ с помощью генератора, без включения излучения радиосигналов.

Литература

1. Патент РФ № 2800642. Хлопушин И.Ю., Кейстович А.В., Анохина Е.С. Устройство и способ согласования радиопередающего антенно-фидерного тракта с антеннами различных типов. Кл. H03H 7/40, 2023.
2. Проектирование радиопередающих устройств с применением ЭВМ: Учебное пособие для вузов/ Алексеев О.В., Головков А.А., Дмитриев А.Я. и др., Под ред. Алексеева О.В.. - М.: Радио и связь, 1987.- 392 с.
3. Филиппович Г.А. Метод широкополосного согласования сопротивлений. «Радиотехника и электроника». Мн., Вып. 25, 2000, - С. 153-159.
4. Филиппович Г.А. Синтез передаточных функций для комплексных нагрузок. «Физика волновых процессов и радиотехнические системы». Том 6, № 1, 2003, - С. 73-76.
5. Филиппович Г.А. Разрешимость системы ограничений в задачах широкополосного согласования. // Радиотехнические устройства и системы, 2003.

References

1. Khlopushin I. Yu., Kejstovich A.V., Anokhina E.S.. A device and a method for matching a radio transmitting antenna-feeder path with antennas of various types. RF Patent № 2800642. IPC H03H 7/40, 2023.
2. Alekseev O.V., Golovkov A.A., Dmitriev A.Ya. et al., Designing radio transmitting devices using computers: A textbook for universities/ Edited by Alekseev O.V.. – M.: Radio and Communications, 1987. –392 p.
3. Filippovicvh G.A. Broadband resistance matching method. Radio engineering and Electronics. Minsk, Edition 25, 2000, - Pp. 153-159.
4. Filippovicvh G.A. Synthesis of transfer functions for complex loads. Physics of wave processes and radio engineering systems. Vol. 6, No. 1, 2003, - Pp. 73-76.
5. Filippovicvh G.A. Solvability of a system of constraints in broadband matching problems. // Radio engineering devices and systems, 2003.

ШИРОКОПОЛОСНАЯ ПЕЧАТНАЯ ВИБРАТОРНАЯ АНТЕННА НА БАЗЕ ИСКУССТВЕННОГО МАГНИТНОГО ПРОВОДНИКА

А. М. Кутнякова, Ю. С. Русов, О. Е. Смирнов

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

Аннотация. В работе представлена модель приёмо-передающей реконфигурируемой по поляризации широкополосной печатной вибраторной антенны. Согласование антенны с питающей линией обеспечено применением симметрирующего устройства. Возможность электрического переключения между вертикальной и горизонтальной линейными поляризациями обеспечивается коммутацией излучателей с питающей линией. Расширение рабочей полосы частот достигается за счёт размещения двух ортогонально расположенных вибраторов над искусственным магнитным проводником (ИМП), что также способствует уменьшению профиля антенны.

Ключевые слова: искусственный магнитный проводник; петлевая коаксиальная линия; реконфигурируемая антенна; симметричный вибратор; pin-диод.

BROADBAND PRINTED VIBRATOR ANTENNA BASED ON AN ARTIFICIAL MAGNETIC CONDUCTOR

A. M. Kutniakova, Yu. S. Rusov, O. E. Smirnov

Bauman Moscow State Technical University (BMSTU),
Moscow, Russia

Abstract. The paper presents a model of a receiving-transmitting, polarizing broadband printed vibrator antenna. The matching of the antenna with the feeder is ensured by the use of a symmetrical device. The possibility of electrical switching between vertical and horizontal linear polarizations is provided by switching the radiators with the feeder. The frequency band is expanded by placing two orthogonally arranged vibrators above an artificial magnetic conductor (AMC), which also helps to reduce the antenna profile.

Keywords: artificial magnetic conductor; loop coaxial line; reconfigurable antenna; balanced dipole; pin diode.

1. Введение

Современные поляриметрические радиолокационные станции дециметрового диапазона длин волн, используемые для дистанционного зондирования Земли, предъявляют жесткие требования к антенным системам. Ключевыми задачами являются обеспечение возможности быстрой смены типа поляризации для повышения информативности радиолокационных изображений [1], а также минимизация массы и габаритов бортовой аппаратуры.

Решения, использующие антенну с двумя входами для реализации возможности изменения поляризации, предполагают применения внешнего высокочастотного переключателя, что приводит к дополнительным потерям и усложнению фидерного тракта. В связи с этим представляет интерес создание реконфигурируемой антенны с интегрированной функцией переключения поляризации.

2. Конструкция антенны

Предлагаемая антенна содержит следующие основные элементы: два ортогонально расположенных вибратора, которые размещаются на подложке с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_1 = 1{,}8$, искусственный магнитный проводник (ИМП), проводящий экран, симметрирующее устройство и узел коммутации. На рисунке 1 изображена 3D-модель антенны с местным разрезом в плоскости поверхности ИМП.

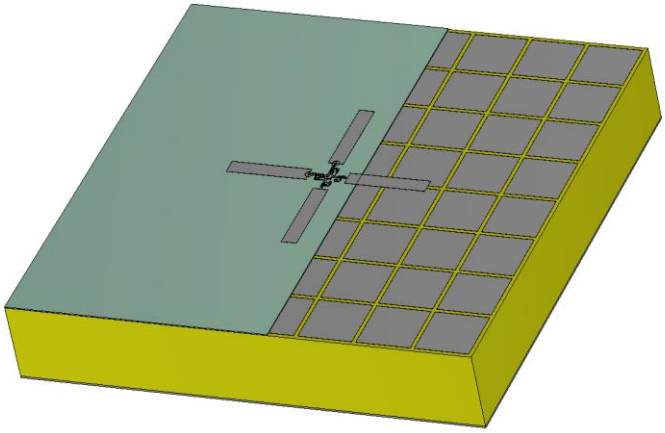


Рис. 1. Объёмная модель антенны.

В работах [2] и [3] представлены подробные исследования периодических СВЧ композитных структур со свойствами искусственного магнитного проводника и их применение в составе низкопрофильных излучателей. Типовая схема ИМП имеет вид периодической структуры, состоящей из элементарных ячеек (рисунок 2). Каждая ячейка представляет собой прямоугольный печатный элемент, расположенный на диэлектрической подложке ($\varepsilon_2 = 3{,}4$), на обратной стороне которой предусмотрен проводящий экран. Высокий поверхностный импеданс ИМП позволяет размещать излучатели на значительно меньшей высоте над проводящим экраном, чем обычно требуется для вибраторных антенн.

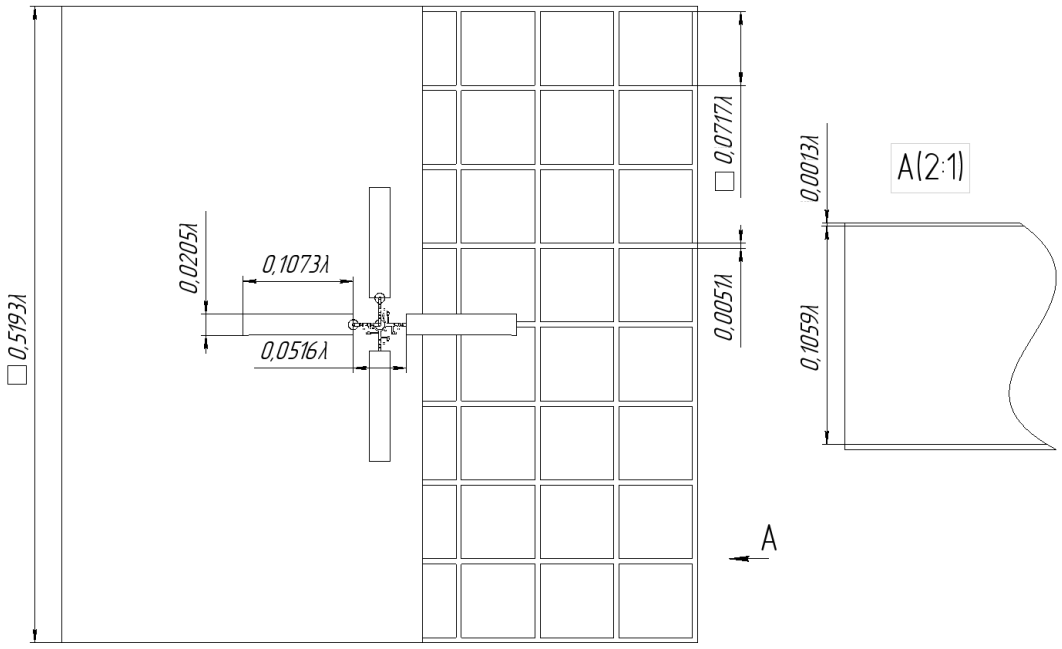


Рис. 2. Расчётная модель антенны.

Симметрирующее устройство (рисунки 3 и 4), представляющее собой петлевую коаксиальную линию, обеспечивает предотвращение отклонения главного лепестка диаграммы направленности антенны от её оси [4]. Для каждого вибратора одно из плеч соединяется как с внутренним, так и с внешним проводником соответствующего заземлённого отрезка коаксиальной линии, второе же плечо излучателя – только с внешним экраном питающей коаксиальной линии. При этом внутренний проводник питающей линии соединяется с внутренними проводниками свободных концов петлевых коаксиальных линий.

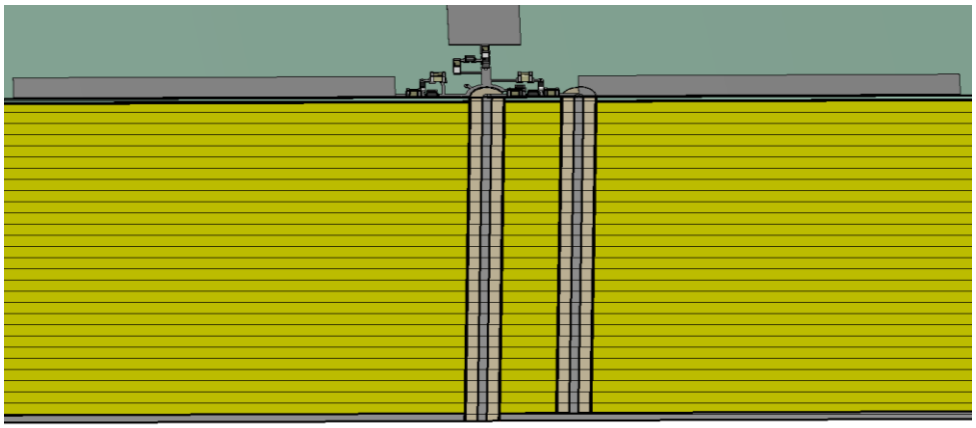


Рис. 3. Коаксиальная петлевая линия в разрезе.

Переключение между вертикальной и горизонтальной поляризациями обеспечивается подключением соответствующего вибратора к питающей коаксиальной линии. Узел коммутации (рисунок 4) содержит четыре pin-диода, которые осуществляют переключение плеч вибраторной антенны, и схему подачи напряжений смещения, включающую в себя развязывающие емкостные и индуктивные элементы [5]. При подаче прямого смещения pin-диод переходит в открытое состояние и подключает соответствующее плечо вибратора к питающей линии. При подаче нулевого или отрицательного напряжения смещения pin-диод с переходит в закрытое состояние и его сопротивление возрастает. Последовательно с pin-диодами включены конденсаторы, которые предотвращают протекание токов в излучатели и питающую линию, что обеспечивает необходимую развязку цепей. Катушки индуктивности, включенные последовательно с pin-диодами, обеспечивают протекание токов через них и одновременно исключают утечку высокочастотных токов в источник управляющих напряжений. Дополнительную развязку высокочастотных линий и цепей управления pin-диодами создают конденсаторы, которые совместно с индуктивностями образуют LC-фильтры.

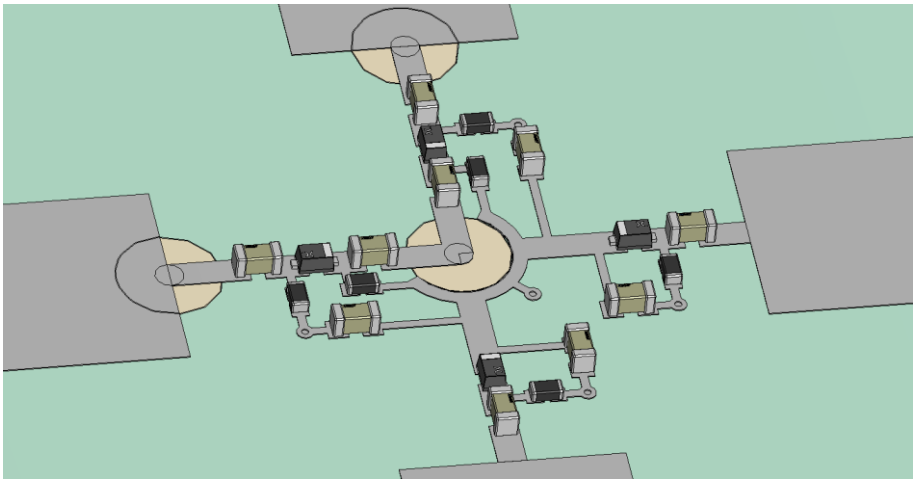


Рис. 4. Узел коммутации.

3. Результаты моделирования

Расчёт электрических характеристик антенны и её оптимизация проведены с применением пакета прикладных программ для электродинамического моделирования. На рисунке 5 представлена частотная зависимость коэффициента стоячей волны по напряжению на входе антенны. В рабочей полосе частот 62% характеристика не имеет резких выбросов и коэффициент стоячей волны по напряжению не превышает 2.

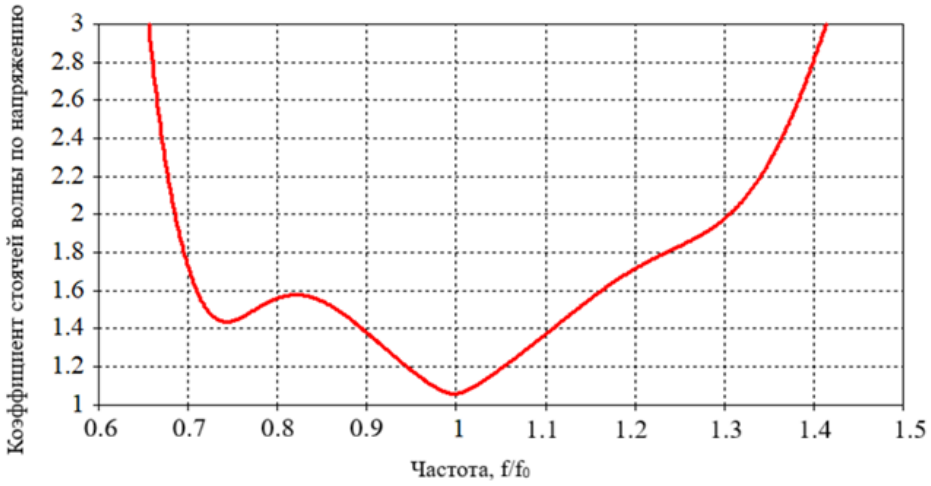


Рис. 5. Частотная зависимость коэффициента стоячей волны на входе антенны.

На рисунках 6 и 7 приведены диаграммы направленности антенны в E и H плоскостях, полученные на центральной частоте рабочей полосы.

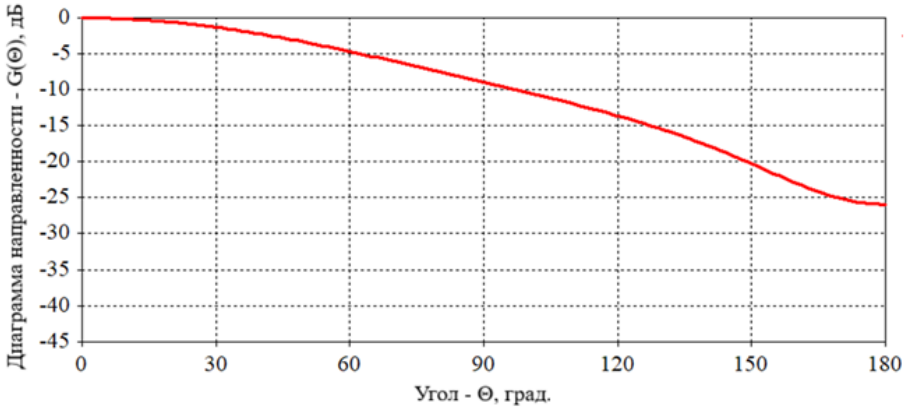


Рис. 6. Диаграмма направленности антенны в E плоскости.

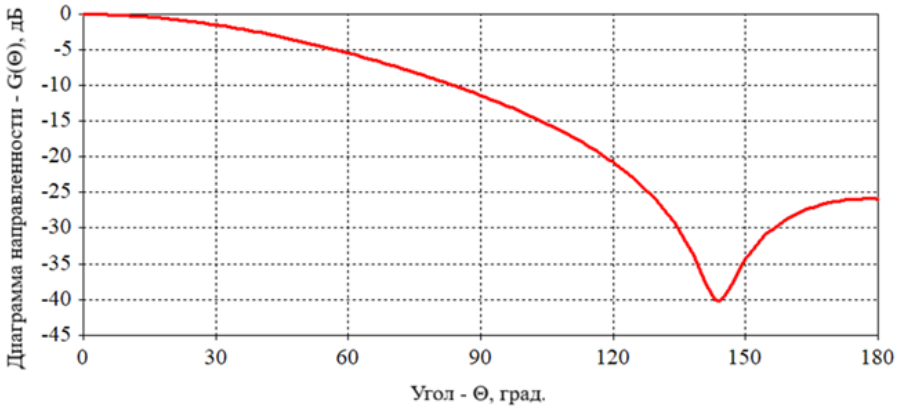


Рис. 7. Диаграмма направленности антенны в H плоскости.

4. Заключение

Предложена конструкция широкополосной печатной вибраторной антенны дециметрового диапазона длин волн с электрически переключаемой поляризацией. Ширина главного лепестка диаграммы направленности на центральной частоте составляет 90° по уровню минус 3 дБ. За счёт применения ИМП рабочая полоса частот симметричного вибратора при значении коэффициента стоячей волны по напряжению на входе антенны не более 2 перекрывает практически целую октаву, а также высота профиля антенны снижена в 3,3 раза для нижней частоты рабочей полосы [4]. Разработанный антенный модуль представляет собой законченное функциональное устройство, которое может быть интегрированно в состав аппаратуры дистанционного зондирования Земли.

Литература

1. Калинкевич А. А., Кутуза Б. Г., Манаков В. Ю., Плющев В. А. Исследования хвойных лесов с помощью многочастотной поляриметрической радиолокационной станции с синтезированной апертурой. // Радиотехника и электроника, 2019, Т. 64, № 12. – С. 1167-1176. DOI: 10.1134/S0033849419120040.
2. Волков А. П. Периодические СВЧ композитные структуры в бортовых антенных системах: специальность 05.12.07 "Антенны, СВЧ устройства и их технологии": диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Волков А. П. Москва, 2017. – 154 с.
3. Измайлов А. А., Волков А. П. Низкопрофильная широкополосная антенная система с улучшенной формой диаграммы направленности на основе искусственного магнитного проводника конечного размера. // Труды МАИ, 2017, № 94. – С. 1-17.
4. Ротхаммель К., Кришке А. Антенны. 11-е изд., перераб. и доп. В 2 т. Том 1. Пер. с нем. М.: ДМК Пресс, 2016. – 416 с.
5. Кочемасов В., Сафин А., Дингес С. Антенные переключатели. Часть 1. // Электроника: НТБ, 2022, № 7. – С. 102-115. DOI: 10.22184/1992-4178.2022.218.7.102.115.

References

1. Kalinkevich, A. A., Kutuza, B. G., Manakov, V. Yu., Plyushchev, V. A. Study of Coniferous Forests Using Multifrequency Polarimetric Synthetic-Aperture Radar. // Journal of Communications Technology and Electronics, 2019, Vol. 64. – Pp. 1339-1347. DOI: 10.1134/S1064226919120040.
2. Volkov, A. P. Periodic Microwave Composite Structures in Onboard Antenna Systems: Speciality 05.12.07 "Antennas, Microwave Devices, and Their Technologies": Dissertation for the Degree of Candidate of Technical Sciences / Volkov, A. P. Moscow, 2017. – 154 p.
3. Izmaylov, A. A., Volkov, A. P. Low-profile wideband antenna with improve pattern, using artificial magnetic conductors (AMC) surface ground // Trudy MAI, 2017, No. 94. – Pp. 1-17.
4. Rothammel K., Krischke A. Antennas. 11-edition. In 2 volumes. Volume 1. Translated from German. Moscow: DMK Press. – 416 p.
5. Kochemasov, V., Safin, A., Dinges, S. Antenna Switches. Part 1. // Electronics: STB, 2022, No. 7. – Pp. 102-115. DOI: 10.22184/1992-4178.2022.218.7.102.115.

СРАВНЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ РАСЧЕТОВ И СКОРОСТИ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ В ПРОГРАММНЫХ ПАКЕТАХ DS CST STUDIO SUITE

А. С. Визовитин, И. А. Зеленин, Е. А. Ищенко, Е. Г. Клепова, А. М. Полунина, М. Е. Пухов

Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В статье приводится сравнение скорости и эффективности расчетов в разных версиях системы автоматизированного проектирования DS CST Studio Suite. Для анализа рассматривались три электродинамические задачи – моделирование печатной антенны, антенной решетки из цилиндрических волноводов и зеркальной антенны. В процессе анализа рассматривались характеристики согласования и излучения6 полученные в версиях 2019-2026 годов, расчеты выполнялись с использованием графического ускорителя. Полученные результаты показывают рост скорости расчетов в DS CST Studio 2026 благодаря приведенной оптимизации, а также улучшениям процесса подготовки расчетных сеток. Полученные результаты иллюстрируются графиками времени расчетов, количества сеток, а также для каждой антенны характеристик согласования и диаграмм направленности.

Ключевые слова: электродинамическое моделирование; DS CST Studio Suite; метод конечного интегрирования; печатная антенна; зеркальная антенна; антенная решетка.

COMPARISON OF CALCULATION RESULTS AND THE SPEED OF ELECTRODYNAMIC SIMULATION IN DS CST STUDIO SUITE SOFTWARE PACKAGES

A. S. Vizovitin, I. A. Zelenin, E. A. Ishchenko, E. G. Klepova, A. M. Polunina, M. E. Pukhov

Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russian Federation

Abstract. This article compares the speed and efficiency of calculations in different versions of the DS CST Studio Suite automated design system. Three electromagnetic problems were analyzed: modeling a printed antenna, an antenna array made of cylindrical waveguides, and a reflector antenna. The analysis considered the matching and radiation characteristics obtained in the 2019-2026 versions, and the calculations were performed using a graphics accelerator. The obtained results demonstrate an increase in the calculation speed in DS CST Studio 2026 due to the optimization described above, as well as improvements to the computational mesh preparation process. The results are illustrated by graphs of the calculation time, the number of meshes, and the matching characteristics and radiation patterns for each antenna.

Keywords: Electrodynamic modeling; DS CST Studio Suite; finite integration method; printed antenna; reflector antenna; antenna array.

1. Введение

Применение методов электродинамического моделирования востребовано во всех актуальных задачах по разработке антенных систем и решения электродинамических задач. Применение методов электродинамического моделирования позволяет решать

задачи по анализу и сравнению результатов теоретических расчетов и результатов моделирования [1]. Особое внимание стоит уделять современным системам автоматизированного проектирования (САПР), которые позволяют выполнять расчеты с высокой скоростью и эффективностью. Одним из наиболее эффективных методов расчета является анализ во временной и частотной области, реализованный в DS CST Studio [2], другими популярными программами для выполнения электродинамического моделирования являются Ansys HFSS [3], Altair Feko [4], а также новые разработки, как Comsol Multiphysics [5] и САПР Гамма.

В данной работе выполняется анализ и исследование скорости и сходимости расчетов в DS CST Studio Suite 2019-2026 версий при выполнении моделирования антенн. Для рассмотрения были выбраны три вида антенн – планарный патч излучатель [6], зеркальную антенну [7] и антенную решетку, которая формировалась из цилиндрических рупорных излучателей [8]. В данной работе анализируется сходимость результатов в разных версиях DS CST Studio Suite, а также характеристики моделирования – количество расчетных ячеек и время, которое затрачивалось на моделирование. Проведенный анализ направлен на оценку эволюции методов расчета в специализированном программном обеспечении. При анализе рассматривалось моделирование во временной области с подключением аппаратного ускорителя – видеокарты, которое использует метод конечного интегрирования (метод Вейланда в электродинамике).

2. Используемые в процессе анализа версии DS CST Studio Suite

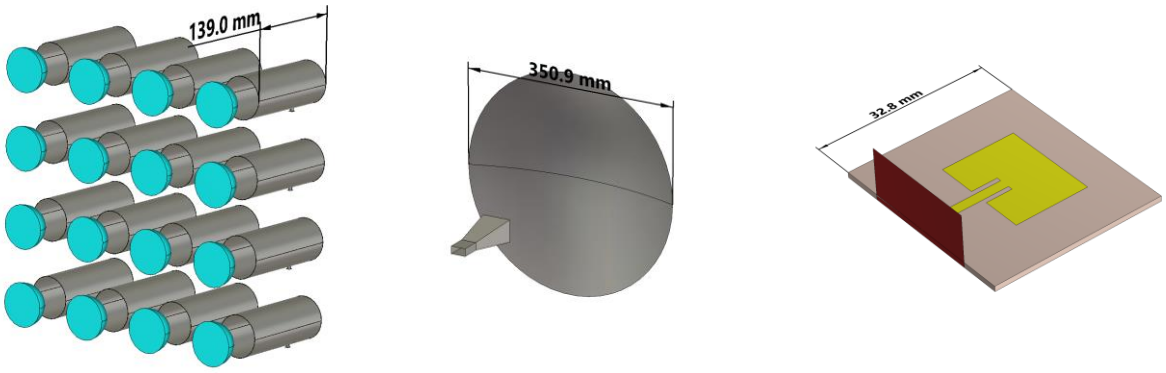
В процессе выполнения анализа рассматривались версии DS CST Studio 2019-2026 годов. При каждом ежегодном обновлении разработчики уделяют особое внимание не только внедрению новых функций, но и оптимизации процесса моделирования.

Так, в версии 2019 были внедрены улучшения для гибридного моделирования, а также улучшения биения сетки при использовании частотного моделирования, однако улучшения не касались анализа во временной области, что позволяет учитывать результаты расчетов, как актуальные для 2018 и 2017 версии (в которой как раз была выполнена модификация системы разбиения на ячейки). Версия 2020 года получила поддержку графических ускорителей AMD для расчетов во временной области, оптимизация формирования ячеек на краевых задачах, а также был реализован новый метод формирования поверхностных ячеек для интегрального вычислителя (I). В версии 2021 года разработчики заявляют, что улучшили учет геометрии, повысили точность расчетов, а также реализовали возможность асинхронного моделирования на мощных вычислительных машинах, что позволяет повысить решение больших задач, как антенные решетки, моделирование крупных объектов. Версию 2022 года разработчики посвятили оптимизации и улучшению точности моделирования для всех вычислителей, при этом завершив интеграцию программного обеспечения в систему облачного моделирования 3DS от Dassault Systems. В версии 2023 года была модифицирована система описания граничных условий и пространства, что привело к модификации и изменению методики реализации расчетных ячеек, также особое внимание было уделено возможности импорта печатных плат для последующего моделирования. Версия 2024 года была направлена на ускорение процесса формирования расчетных сеток, а также на реализацию новых возможностей, связанных с анализом электромагнитной совместимости. Версии 2025 и 2026 годов были направлены на оптимизацию процесса расчетов с целью повышения быстродействия процесса моделирования и решения задач по расчету характеристик антенн и сложных электродинамических структур. Особенностью версии 2026 года также является

значительное повышение эффективности применения графических ускорителей при выполнении расчетов.

3. Исследование сходимости результатов и времени расчетов в DS CST Studio Suite

Как было описано ранее в процессе анализа рассматривались три конструкции антенны, которые приводятся на рисунке 1.

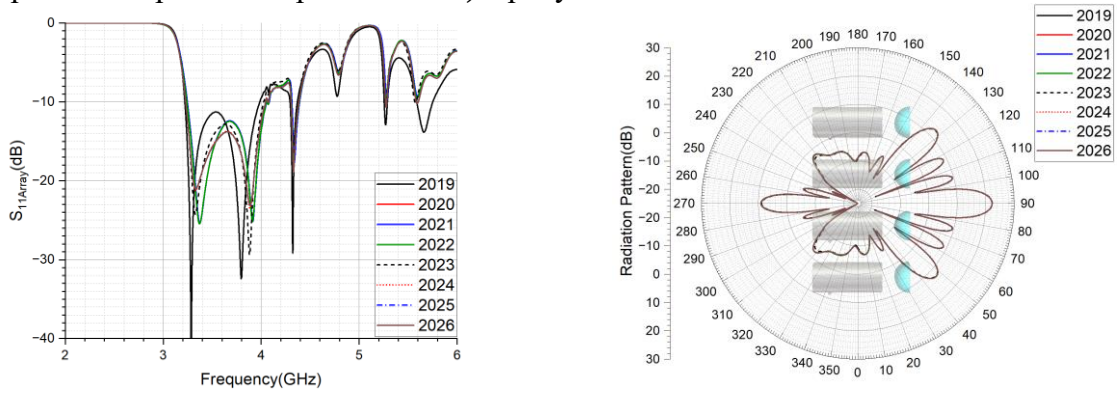


а) б) в)

Рис. 1. Исследуемые конструкции антенн: а) Антенная решетка из цилиндрических рупорных элементов; б) Рефлекторная антенна; в) Патч-излучатель.

Выбранные конструкции антенных элементов позволяют осуществить моделирование при решении основных типов задач – исследование печатной структуры с тонким проводящим слоем (патч антенна – диэлектрик Fr-4, медь 35 мкм); решение крупной задачи с краевыми эффектами на основе отражения волн – рефлекторная антенна; крупная задача с возбуждением нескольких антенных элементов – антенная решетка из цилиндрических излучателей. Решение всех приведенных задач выполнялось во временной области, при этом настройки системы разбиения на ячейки были стандартными. Расчеты выполнялись на ЭВМ с характеристиками AMD Ryzen 7 5700X, 16 ГБ оперативной памяти, Nvidia GeForce GTX 1070 8 ГБ, что позволило использовать видеокарту как аппаратный ускоритель путем использования переменной среды: «CST_HWACC_ALLOW_UNVERIFIED_HARDWARE=1».

Анализ полученных результатов моделирования начнем с исследования антенной решетки, для которой целевой частотой выступала 3.9 ГГц (именно на ней была построена диаграмма направленности) – рисунок 2.

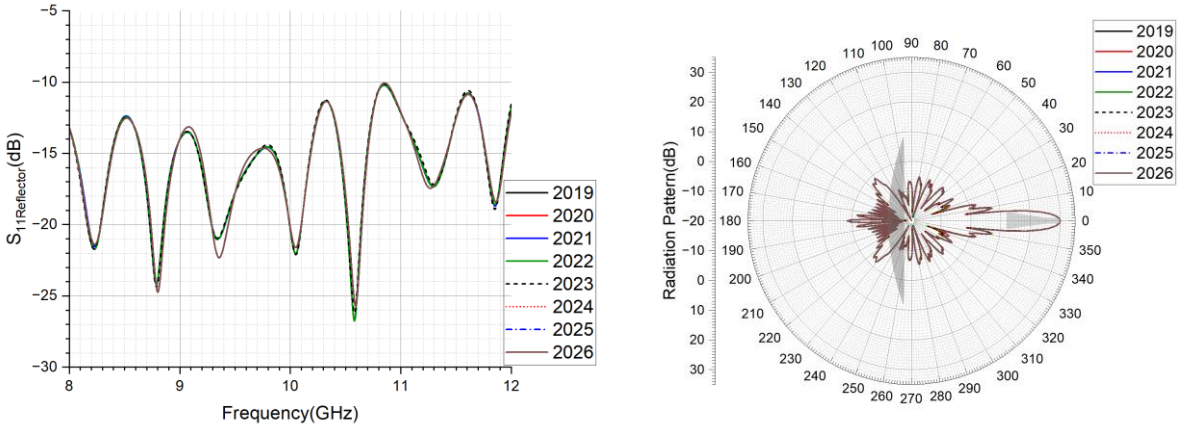


а) б)

Рис. 2. Характеристики антенной решетки, полученные при моделировании в разных версиях: а) Характеристики согласования; б) Диаграмма направленности на частоте 3.9 ГГц.

Полученные результаты показывают, что диаграммы направленности при моделировании в разных версиях имеют высокую сходимость, однако если рассматривать характеристики согласования, то можно отметить, что в версиях 2024-2026 наблюдается полное совпадение результатов, что вызвано единым типом формирователя расчетных сеток с общим алгоритмом, на версии 2023 наблюдаются отклонения результатов, однако основные резонансные значения остаются на тех же частотах, а версии 2020-2022 имеют единые результаты. Отклонения в версии 2019 года показывают высокие значения согласования с ровнями до 40 дБ по уровням возвратных потерь, что очень далеко от значений, которые достижимы при реальных измерениях. В последних версиях характеристики являются наиболее сглаженными и стабильными при отсутствии резких провалов значений уровней возвратных потерь. Таким образом, отчетливо видно, как в разных версиях применялись модифицированные алгоритмы формирования расчетных сеток.

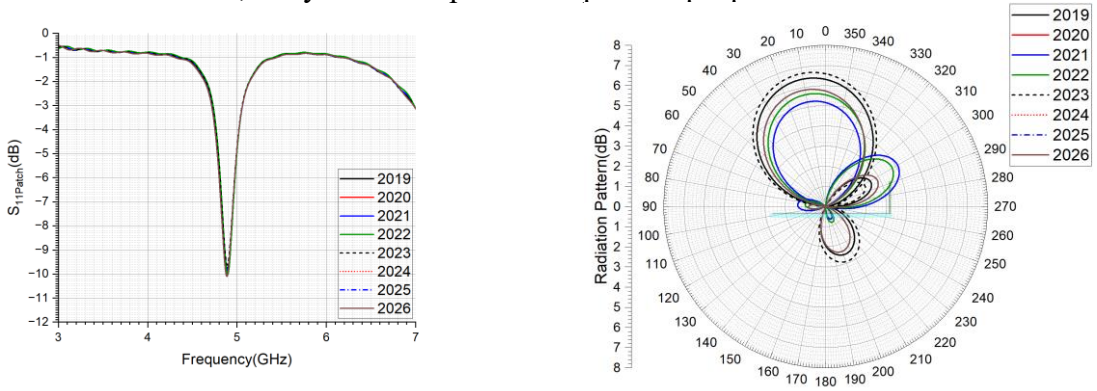
На рисунке 3 приводится вид характеристик рефлекторной антенны.



а) б)

Рис. 3. Характеристики зеркальной антенны: а) Характеристики согласования; б) Диаграмма направленности на частоте 10 ГГц.

Полученные результаты показывают, что решение краевой задачи с учетом отражения волн от рефлектора показывают максимально близкие результаты во всех версиях, как в характеристиках согласования, так и на диаграммах направленности, что показывает единые результаты расчетов при решении одной из наиболее сложных задач в электродинамическом моделировании. На рисунке 4 приводится вид характеристик печатной патч-антенны, полученные в разных версиях программного обеспечения.



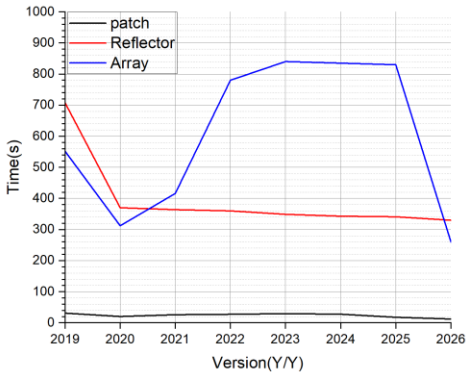
а) б)

Рис. 4. Характеристики патч-антенны: а) Характеристики согласования; б) Диаграмма направленности.

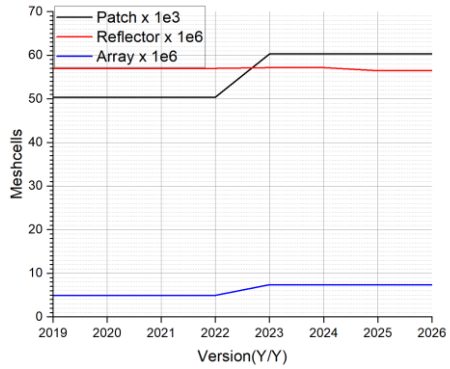
Полученные результаты показывают, что расчеты характеристик согласования имеют полное согласование результатов расчета в разных версиях программного обеспечения, однако расчеты диаграмм направленности показывают разные результаты, причем комбинации схожих результатов совпадает с результатами, полученными ранее для антенной решетки. Версии 2024-2026 обладают максимально близкими результатами, как и версии 2020-2022, при этом результаты версии 2023 и 2019 имеют большие отличия, что может быть вызвано особенностями модификаций методов расчета и последующих оптимизаций расчетных сеток.

Помимо полученных результатов стоит отметить характеристики формирования расчетных сеток и времени моделирования с использованием графического ускорения (рисунок 5).

Полученные результаты показывают, что наиболее скоростной и эффективной версией для выполнения расчетов является DS CST Studio 2026, что вызвано проведенной оптимизацией процесса моделирования. Особенно стоит отметить время моделирования для антенной решетки, так в 2022 версии изменился принцип расчета конструкций с синхронным возбуждением антенных элементов, после чего разработчики выполняли оптимизацию, что и привело к улучшению характеристик к версии 2026. Прирост скорости расчетов в версии 2026 года можно обосновать также тем, что при моделировании возросла доля использования графического ускорителя, что позволило обеспечить дополнительное снижение времени расчетов. Результаты анализа сеточного разбиения показывают, что количество расчетных ячеек возросло в версии 2023 года, что вызвано новой версией метода формирования расчетных сеток, что дополнительно позволило повысить точность расчетов, а использование эффективных решений ускорений расчетов повысило скорость моделирования.



а)



б)

Рис. 5. Характеристики процесса моделирования: а) Время расчетов; б) Количество расчетных элементов.

4. Заключение

Полученные в данной работе результаты показали, что применение современных методов электродинамического моделирования позволяет обеспечить высокую эффективность решения сложных задач. Использование более новых версий программного обеспечения позволяет повысить скорость расчетов, что позволяет проводить больший объем исследований за тоже время, что является важным и актуальным при разработке сложных конструкций, как антенные решетки, антенные системы систем 5G и 6G и другими сложными электродинамическими структурами.

5. Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания "молодежная лаборатория" № FZGM-2024-0003.

Литература

1. Бобрешов А.М., Кононов А.А., Нескородова О.В., Смусева К.В., Усков Г.К. Расчет оптимальных значений весовых коэффициентов для компенсации взаимного влияния элементов антенных решеток // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. - 2025. - Т. 28. - №1. - С. 20-32. doi: 10.18469/1810-3189.2025.28.1.20-32
2. Макеева Г.С., Никитин М.С. Магнитное управление параметрами поля рассеяния на магнитоплазмонных графеновых решетках в терагерцовом диапазоне частот // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. - 2025. - Т. 28. - №4. - С. 50-67. doi: 10.18469/1810-3189.2025.28.4.50-67
3. Клюев Д., Кузьменко А., Мальцев А., Мишин Д., Филиппов С. Моделирование в САПР «Ansys HFSS» и экспериментальное исследование гибридного кольцевого моста дециметрового диапазона частот // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. - 2018. - Т. 21. - №3. - С. 138-141.
4. Математическое моделирование характеристик рассеяния объектов локации с импедансной поверхностью / А. Б. Борзов, В. Б. Сучков, В. В. Ахияров, Ю. В. Каракулин // Журнал радиоэлектроники. – 2014. – № 2. – С. 11. – EDN SBUZHD.
5. Gawade, Rohini & Dahotre, Sangeeta. (2021). Microstrip Patch Antenna Simulation using Comsol Multiphysics. 10.48550/arXiv.2108.03373.
6. Wu S.-C., Alexopoulos N. G., Fordham O. Feeding structure contribution to radiation by patch antennas with rectangular boundaries // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1992. Т. 40. № 10. С. 1245–1249.
7. Withington S. и др. A horn-reflector antenna for high-performance submillimetre-wave imaging arrays // Int J Infrared Milli Waves. 1997. Т. 18. № 2. С. 341–358.
8. Ishchenko E. A., Egorova E. D., Chernishev A. Y., Ostankov A. V. Comparison of Designs of Cylindrical Antenna Elements for the Implementation of Cantennas. // 2025 International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech), Saint Petersburg, Russian Federation, 2025, pp. 9-12, doi: 10.1109/EExPolytech66949.2025.11252087.

References

1. Bobreshov A.M., Kononov A.A., Neskorodova O.V., Smuseva K.V., Uskov G.K. Calculation of optimal values of weight coefficients for compensation of the mutual coupling of antenna array elements // Physics of Wave Processes and Radio Systems. - 2025. - Vol. 28. - N. 1. - P. 20-32. doi: 10.18469/1810-3189.2025.28.1.20-32

2. Makeeva G.S., Nikitin M.S. Magnetic control of scattering field parameters on magnetoplasmonic graphene gratings in the terahertz frequency range // Physics of Wave Processes and Radio Systems. - 2025. - Vol. 28. - N. 4. - P. 50-67. doi: 10.18469/1810-3189.2025.28.4.50-67
3. Klyuev D., Kuzmenko A., Malcev A., Mishin D., Philippov S. Modeling in CAD «Ansys HFSS» and experimental study of a hybrid ring bridge of the decimeter frequency range // Physics of Wave Processes and Radio Systems. - 2018. - Vol. 21. - N. 3. - P. 138-141.
4. Mathematical modeling of scattering characteristics of location objects with an impedance surface / A. B. Borzov, V. B. Suchkov, V. V. Akhiyarov, Yu. V. Karakulin // Journal of Radio Electronics. - 2014. - No. 2. - P. 11. - EDN SBUZHD.
5. Gawade, Rohini & Dahotre, Sangeeta. (2021). Microstrip Patch Antenna Simulation using Comsol Multiphysics. 10.48550/arXiv.2108.03373.
6. Wu S.-C., Alexopoulos N. G., Fordham O. Feeding structure contribution to radiation by patch antennas with rectangular boundaries // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1992. T. 40. № 10. C. 1245–1249.
7. Withington S. et al. A horn-reflector antenna for high-performance submillimetre-wave imaging arrays // Int J Infrared Milli Waves. 1997. T. 18. № 2. P. 341–358.
8. Ishchenko E. A., Egorova E. D., Chernishev A. Y., Ostankov A. V. Comparison of Designs of Cylindrical Antenna Elements for the Implementation of Cantennas. // 2025 International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech), Saint Petersburg, Russian Federation, 2025, pp. 9-12, doi: 10.1109/EExPolytech66949.2025.11252087.

ВЕРОЯТНОСТЬ АНОМАЛЬНЫХ ОШИБОК МНОГОКАНАЛЬНОГО АЗИМУТАЛЬНОГО РАДИОПЕЛЕНГАТОРА

А. Ю. Востров, И. С. Дмитриев

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Предложена методика расчета вероятности аномальных ошибок пеленгования. В её основе лежит гауссовская аппроксимация распределения ошибок уровней (значения функции правдоподобия) главного и бокового лепестка диаграммы направленности с помощью дельта-метода второго порядка. Получены аналитические выражения для первого и второго момента разности уровней лепестков и выражение для вероятности не превышения ею нулевого порога через функцию Лапласа. Выполнено статистическое моделирование для проверки точности аналитических выражений.

Ключевые слова: радиопеленгация, аномальные ошибки, нецентральное χ^2-распределение, гауссовская аппроксимация, ряд Тейлора, корреляция, функция Лапласа.

PROBABILITY OF ANOMALOUS ERRORS IN A MULTICHANNEL AZIMUTH RADIO DIRECTION FINDER

A. Yu. Vostrov, I. S. Dmitriev

JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract: A method for calculating the probability of anomalous direction-finding errors is proposed. It is based on a gaussian approximation of the error distribution of the levels (likelihood function values) of the main and side lobe of the antenna pattern, using the second-order delta method. Analytical expressions are obtained for the first and second moments of the difference in lobe levels and an expression for the probability of it not exceeding the zero threshold using the Laplace function. Statistical modeling was performed to verify the accuracy of analytical expressions.

Keywords: radio direction finding, anomalous errors, noncentral χ^2-distribution, gaussian approximation, Taylor series, correlation, Laplace function.

1. Введение

Радиопеленгаторы с вибраторной антенной решеткой (АР) нашли широкое применение на практике, поэтому вопросы расчета их пеленгационной чувствительности весьма актуальны. Под чувствительностью будем понимать минимальное приведенное к центру АР отношение энергии электромагнитного поля пеленгуемой радиоволны к эквивалентной энергии шумов, обеспечивающее заданное качество пеленгования. В связи со сложностью закона распределения вероятностей ошибок пеленгования качество пеленгования характеризуется двумя показателями: среднеквадратической ошибкой (СКО) пеленгования и вероятностью аномальных ошибок пеленгования (АОП). Для одной и той же АР первый показатель определяет нижнюю границу диапазона рабочих частот радиопеленгатора, а второй – верхнюю границу этого диапазона.

Пеленгационная чувствительность, ограниченная СКО пеленгования, определяется с помощью неравенства Крамера-Рао. Малые ошибки пеленгования, приблизительно подчиняющиеся нормальному закону и характеризуемые величиной СКО, возникают, когда под воздействием шумов максимум главного лепестка функции правдоподобия смещается по азимуту (а в общем случае – и по углу места)

относительно главного лепестка функции неопределенности. Существует достаточно большое количество работ (например, [1...4]), в которых получены и подтверждены статистическим моделированием аналитические соотношения между параметрами АР, заданной СКО пеленгования и необходимым отношением сигнал/шум (ОСШ). Эта чувствительность ухудшается с понижением рабочей частоты и увеличением длины волны относительно размеров АР, т.к. при этом уменьшается кривизна главного лепестка функции неопределенности.

АОП возникают в верхней части рабочего диапазона частот радиопеленгатора, когда длина радиоволны становится меньше апертуры АР и функция неопределенности приобретает многолепестковый характер. Факт АОП состоит в том, что для данного наблюдения максимум одного из побочных лепестков функции правдоподобия превысил максимум ее главного лепестка. Таким образом, вероятность АОП в каждом наблюдении зависит от числа и относительных уровней побочных лепестков функции правдоподобия, соответствующей этому наблюдению и зависящей от истинного направления прихода радиоволны относительно осей симметрии АР, длины этой радиоволны, и от ОСШ.

Имеются работы [5,6], посвященные методике расчета вероятности АОП. Однако автор этих работ не использует известные закономерности формирования побочных лепестков диаграмм направленности кольцевой АР (КАР) [7…10], эквивалентных функциям неопределенности соответствующих пеленгаторов. Предлагаемая в [6] методика базируется на статистическом моделировании и эмпирическом подборе формул, аппроксимирующих полученные в статистическом эксперименте зависимости, поэтому вызывает вопросы общность полученных результатов и возможность их распространения на ситуации, не рассматривавшиеся в статистической модели. Сам автор оценивает точность своей методики в 40%. Кроме того, в [5,6] предлагается оценивать усредненную по кругу вероятность АОП. Поскольку зависимость этой вероятности от истинного азимута и длины волны имеет вид узких выбросов, представляется более адекватным потребностям практики в качестве критерия качества пеленгования при заданном ОСШ считать максимальное значение вероятности АОП в заданном диапазоне длин волн и в заданном секторе пеленгования. В качестве аргумента в пользу данного предложения рассмотрим простейший пример. Радиопеленгатор с трехэлементной КАР пеленгует радиоволну, половина длины которой равна высоте треугольника. В этом случае при приходе радиоволны с любого из 6 направлений, совпадающих с осями симметрии КАР, задний лепесток функции неопределенности равен главному лепестку, и вероятность АОП равна 0,5 при любом ОСШ. Поэтому данная длина волны и более короткие никогда не включаются в рабочий диапазон такого пеленгатора. Однако средняя по кругу вероятность АОП может быть сделана в этом случае сколь угодно малой увеличением ОСШ. Таким образом, средняя по сектору пеленгования вероятность АОП не характеризует качество пеленгования, в качестве такой характеристики лучше использовать максимальное значение вероятности.

Ц е л ь р а б о т ы – разработка методики расчета вероятности АОП N-канального азимутального радиопеленгатора с N-элементной антенной решеткой произвольной конфигурации из невзаимодействующих ненаправленных антенных элементов для произвольной длины волны и произвольного азимута направления прихода пеленгуемого радиоизлучения в зависимости от отношения энергии излучения к спектральной плотности мощности белого гауссова шума в каналах радиопеленгатора.

2. Постановка задачи

В [4] предложен алгоритм максимально правдоподобного оценивания направления прихода радиоволны $\hat{\theta}$ многоканальным пеленгатором с N-элементной антенной решеткой произвольной конфигурации:

$$\hat{\theta} = \arg\max_{\theta} M(\theta). \qquad (1)$$

Функция неопределенности $M(\theta)$ в (1) совпадает с синтезированной диаграммой направленности (СДН) по мощности фазированной АР с направлением фазирования, совпадающим с направлением прихода пеленгуемой радиоволны θ:

$$M(\theta) = \frac{\dot{\mathbf{H}}(\theta,\lambda)^{\text{н}}\,\mathbf{K}_{\dot{\xi}}^{-1}\left(\dot{\mathbf{V}}+\dot{\boldsymbol{\xi}}\right)\left(\dot{\mathbf{V}}+\dot{\boldsymbol{\xi}}\right)^{\text{н}}\mathbf{K}_{\dot{\xi}}^{-1}\dot{\mathbf{H}}(\theta,\lambda)}{\dot{\mathbf{H}}(\theta,\lambda)^{\text{н}}\,\mathbf{K}_{\dot{\xi}}^{-1}\dot{\mathbf{H}}(\theta,\lambda)}, \qquad (2)$$

где $\dot{\mathbf{H}}(\theta,\lambda)$ – векторная комплексная диаграмма направленности (ВКДН), N-мерный комплексный вектор – коэффициенты пропорциональности между амплитудой напряженности поля пеленгуемой волны длиной λ в фазовом центре АР и напряжением на ее нагрузке, $(\ )^{\text{н}}$ – оператор эрмитова сопряжения, $\dot{\mathbf{V}}$ – N-мерных вектор комплексных амплитуд напряжений на выходах АР, $\dot{\boldsymbol{\xi}}$ – вектор комплексных гауссовских шумов, $\mathbf{K}_{\dot{\xi}}$ – матрица ковариации шумов размера $N\times N$.

Элементы ВКДН КАР радиусом r, состоящей из невзаимодействующих ненаправленных антенных элементов, можно выразить формулой:

$$\dot{H}_n(\theta,\lambda) = \exp\left\{ i2\pi r/\lambda \begin{pmatrix} \cos\left[2\pi(n-1)/N\right] \\ \sin\left[2\pi(n-1)/N\right] \end{pmatrix}^{\text{т}} \cdot \begin{pmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{pmatrix} \right\}, \; n = \overline{1,N}.$$

В качестве примера на рисунке 1 в полярной системе координат сплошной линией показана СДН АР (по мощности) для случая азимутального пеленгования в отсутствии шума монохромной радиоволны с направления 36°. Пеленгатор имеет $N=5$ элементную КАР с электродинамическим радиусом $r/\lambda = 1,694$. Штриховой линией показано искажение СДН при наличии шума. Точками показаны угловые координаты элементов КАР, символ "○" обозначает максимум главного лепестка.

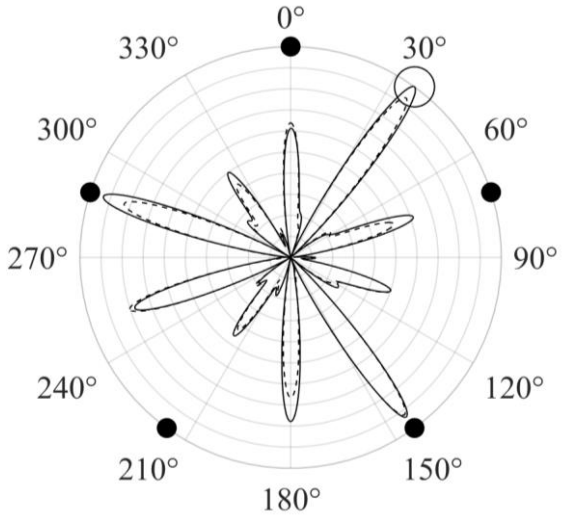


Рис. 1. Пример СДН 5-ти элементной КАР (по мощности)

Для определенности и конкретизации последующих рассуждений введем понятие локальной аномальной ошибки пеленгования (ЛАОП) – события превышения уровня

конкретного бокового лепестка СДН над уровнем главного лепестка независимо от уровней остальных боковых лепестков

Получим из (2) выражение для значения СДН АР (по мощности) зависящей от направления главного лепестка, длины волны λ и шума, когда шумы в приемных каналах пеленгатора не коррелированные и имеют одинаковую дисперсию:

$$F\left(\theta,\theta_0,\lambda,\dot{\xi}\right)=\left(\dot{\mathbf{V}}_0+\dot{\xi}\right)^{\mathrm{H}}\dot{\mathbf{H}}\left(\theta,\lambda\right)\dot{\mathbf{H}}\left(\theta,\lambda\right)^{\mathrm{H}}\left(\dot{\mathbf{V}}_0+\dot{\xi}\right), \qquad (3)$$

где $\dot{\mathbf{V}}_0=\dot{A}\dot{\mathbf{H}}\left(\theta_0,\lambda\right)$ – комплексные амплитуды напряжений на выходах АР измеренные при приеме радиоволны длиной λ с направления главного лепестка θ_0, $\dot{A}$ – комплексная амплитуда напряженности электрической составляющей поля пеленгуемой радиоволны, приходящей с направления главного лепестка θ_0, в фазовом центре АР.

Формализуем задачу определения вероятности ЛАОП как:

$$P\left\{F\left(\theta_l,\theta_0,\lambda,\dot{\xi}\right)>F\left(\theta_0,\theta_0,\lambda,\dot{\xi}\right)\right\},$$

где $F\left(\theta_0,\theta_0,\lambda,\dot{\xi}\right)$ – уровень главного лепестка функции правдоподобия при фазировании АР в направлении θ_0, при длине волны радиоизлучения λ в присутствии реализации шума, описываемой комплексным вектором $\dot{\xi}$ с единичной ковариационной матрицей; $F\left(\theta_l,\theta_0,\lambda,\dot{\xi}\right)$ – уровень *l*-го бокового лепестка функции правдоподобия, возникающего в направлении θ_l при тех же условиях (в том числе, при той же реализации вектора шума).

В дальнейшем для краткости для фиксированной λ введем обозначение $F_l\left(\dot{\xi}\right)=F\left(\theta_l,\theta_0,\lambda,\dot{\xi}\right)$, где $l=0$ – индекс главного лепестка.

Выражение (3) подчиняется нецентральному χ^2-распределению с $2N$ степенями свободы. Однако из-за наличия корреляции ошибок $F_0\left(\dot{\xi}\right)$ и $F_l\left(\dot{\xi}\right)$ не существует простого замкнутого аналитического выражения для искомой вероятности.

Воспользуемся гауссовской аппроксимацией распределения уровней лепестков по напряжению: $f_l\left(\dot{\xi}\right)=\sqrt{F_l\left(\dot{\xi}\right)}$, поскольку при достаточно большом числе степеней свободы χ-распределение быстрее сходится к гауссовскому чем χ^2. В силу монотонности функции квадратного корня справедливо равенство:

$$P\left\{F_l\left(\dot{\xi}\right)>F_0\left(\dot{\xi}\right)\right\}=P\left\{f_l\left(\dot{\xi}\right)>f_0\left(\dot{\xi}\right)\right\}.$$

Для вычисления первых двух моментов распределения $f_l\left(\dot{\xi}\right)$ применим разложение этой функции в ряд Тейлора до второй степени в точке $\dot{\xi}=0$ [11]:

$$\begin{aligned}\tilde{f}_l\left(\dot{\xi}\right)\approx{}& f_l\left(\dot{\xi}\right)\Big|_{\dot{\xi}=0}+\\ &+\frac{1}{1!}\begin{bmatrix}\dfrac{\partial}{\partial\dot{\xi}}f_l\left(\dot{\xi}\right)\Big|_{\dot{\xi}=0}\\ \dfrac{\partial}{\partial\overline{\dot{\xi}}}f_l\left(\dot{\xi}\right)\Big|_{\dot{\xi}=0}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}\begin{bmatrix}\dot{\xi}\\ \overline{\dot{\xi}}\end{bmatrix}+\frac{1}{2!}\begin{bmatrix}\dot{\xi}\\ \overline{\dot{\xi}}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}\begin{bmatrix}\dfrac{\partial^2}{\partial\dot{\xi}\partial\dot{\xi}^{\mathrm{T}}}f_l\left(\dot{\xi}\right)\Big|_{\dot{\xi}=0} & \dfrac{\partial^2}{\partial\dot{\xi}\partial\overline{\dot{\xi}}^{\mathrm{T}}}f_l\left(\dot{\xi}\right)\Big|_{\dot{\xi}=0}\\ \dfrac{\partial^2}{\partial\overline{\dot{\xi}}\partial\dot{\xi}^{\mathrm{T}}}f_l\left(\dot{\xi}\right)\Big|_{\dot{\xi}=0} & \dfrac{\partial^2}{\partial\overline{\dot{\xi}}\partial\overline{\dot{\xi}}^{\mathrm{T}}}f_l\left(\dot{\xi}\right)\Big|_{\dot{\xi}=0}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\dot{\xi}\\ \overline{\dot{\xi}}\end{bmatrix},\end{aligned} \qquad (4)$$

где $\overline{(\ )}$ – оператор комплексного сопряжения.

Моменты разности гауссовских величин легко выражаются через моменты уменьшаемого и вычитаемого. В свою очередь, по моментам разности с помощью интегрального гауссовского закона можно определить значение вероятности ЛАОП.

Требуется найти простые замкнутые аналитические выражения для первых двух моментов главного и бокового лепестка СДН АР (по напряжению), а также для их разности, используя разложение в ряд Тейлора до второй степени. Дополнительно необходимо выполнить статистическое моделирование, с целью проверки точности определения вероятностных характеристик.

3. Первые и вторые моменты распределения уровней лепестков СДН АР

Определим выражения для членов ряда Тейлора в точке $\dot{\xi} = 0$. В соответствии с выражениями (2–4) и используя правила дифференцирования матричных выражений и сложных (композитных) функций векторного комплексного аргумента [11] получим:

$$f_l\left(\dot{\xi}\right)\Big|_{\dot{\xi}=0} = \left|\dot{A}\right|\sqrt{\dot{\mathbf{H}}_0^{\text{н}}\dot{\mathbf{H}}_l\dot{\mathbf{H}}_l^{\text{н}}\dot{\mathbf{H}}_0}, \tag{5}$$

$$\frac{\partial}{\partial\dot{\xi}} f_l\left(\dot{\xi}\right)\Big|_{\dot{\xi}=0} = \overline{\frac{\partial}{\partial\bar{\dot{\xi}}} f_l\left(\dot{\xi}\right)\Big|_{\dot{\xi}=0}} = \bar{\dot{A}}\frac{\overline{\dot{\mathbf{H}}_l\dot{\mathbf{H}}_l^{\text{н}}\dot{\mathbf{H}}_0}}{2\,f_l\left(\dot{\xi}\right)\Big|_{\dot{\xi}=0}}, \tag{6}$$

$$\frac{\partial^2}{\partial\dot{\xi}\partial\dot{\xi}^{\text{т}}} f_l\left(\dot{\xi}\right)\Big|_{\dot{\xi}=0} = \overline{\frac{\partial^2}{\partial\dot{\xi}\partial\dot{\xi}^{\text{т}}} f_l\left(\dot{\xi}\right)\Big|_{\dot{\xi}=0}} = -\bar{\dot{A}}^2\,\frac{\overline{\dot{\mathbf{H}}_l\dot{\mathbf{H}}_l^{\text{н}}\dot{\mathbf{H}}_0}\dot{\mathbf{H}}_0^{\text{н}}\dot{\mathbf{H}}_l\dot{\mathbf{H}}_l^{\text{н}}}{4\,f_l\left(\dot{\xi}\right)^3\Big|_{\dot{\xi}=0}}, \tag{7}$$

$$\frac{\partial^2}{\partial\bar{\dot{\xi}}\partial\dot{\xi}^{\text{т}}} f_l\left(\dot{\xi}\right) = \overline{\frac{\partial^2}{\partial\dot{\xi}\partial\bar{\dot{\xi}}^{\text{т}}} f_l\left(\dot{\xi}\right)} = \frac{\dot{\mathbf{H}}_l\dot{\mathbf{H}}_l^{\text{н}}}{2\,f_l\left(\dot{\xi}\right)\Big|_{\dot{\xi}=0}} - \left|\dot{A}\right|^2\,\frac{\dot{\mathbf{H}}_l\dot{\mathbf{H}}_l^{\text{н}}\dot{\mathbf{H}}_0\dot{\mathbf{H}}_0^{\text{н}}\dot{\mathbf{H}}_l\dot{\mathbf{H}}_l^{\text{н}}}{4\,f_l\left(\dot{\xi}\right)^3\Big|_{\dot{\xi}=0}}, \tag{8}$$

где $\dot{\mathbf{H}}_l = \dot{\mathbf{H}}\left(\theta_l\right)$ – N-мерный вектор ВКДН АР в направлении θ_l (в т.ч., при l=0).

Перейдем к безразмерным величинам уровней лепестков СДН АР (по напряжению), для чего примем следующие условия нормировки: $\left|\dot{A}\right| = 1/N$, $\left|\dot{H}_n\left(\theta\right)\right| = 1, n = \overline{1,N}$, $\dot{\mathbf{H}}\left(\theta\right)^{\text{н}}\dot{\mathbf{H}}\left(\theta\right) = N$. Обозначим $f_l = f_l\left(\xi\right)\big|_{\dot{\xi}=0}$ – нормированный уровень лепестка при отсутствии шума, причем для главного лепестка $f_0 = 1$. Согласно [12], с учетом (5–8) и приведенных выше условий нормировки математическое ожидание и дисперсия распределения нормированного лепестка СДН АР имеют вид:

$$\mu_l = f_l + \sigma_{\dot{\xi}}^2 N / 2\,f_l, \tag{9}$$

$$\sigma_l^2 = \sigma_{\dot{\xi}}^2 N + \sigma_{\dot{\xi}}^4 N^2 / 4\,f_l^2, \tag{10}$$

а ковариация главного и l-го, $l \neq 0$, бокового лепестка, равна:

$$\sigma_{0,l}^2 = \sigma_{l,0}^2 = \sigma_{\dot{\xi}}^2 N f_l + \sigma_{\dot{\xi}}^4 N^2 f_l / 4. \tag{11}$$

4. Вероятность аномальных ошибок пеленгования

Аналогично [10] обозначим символом $x_l = \left[\,\tilde{f}_0\left(\dot{\xi}\right) - \tilde{f}_l\left(\dot{\xi}\right)\right]$ – разность нормированных уровней главного и бокового лепестка СДН АР (по напряжению), следовательно, вероятность ЛАОП можно приближенно найти по формуле:

$$P\left\{ f_l\left(\dot{\xi}\right) > f_0\left(\dot{\xi}\right)\right\} \approx P\left\{x_l < 0\right\}.$$

Согласно [12], первые два момента распределения x_l равны соответственно $\mu_{x_l} = \mu_0 - \mu_l$ и $\sigma^2_{x_l} = \sigma^2_0 + \sigma^2_l - 2\sigma^2_{0,l}$, куда подставим (9–11) и получим выражения:

$$\mu_{x_l} = \left[1 - f_l\right]\left[1 - \sigma^2_{\dot{\xi}} N / 2 f_l\right], \tag{12}$$

$$\sigma^2_{x_l} = 2\sigma^2_{\dot{\xi}} N\left[1 - f_l\right] + \sigma^4_{\dot{\xi}} N^2\left[1 + f_l^2 - 2 f_l^3\right] / 4 f_l^2. \tag{13}$$

Используя (12) и (13), приближенное значение вероятности ЛАОП может быть найдено с помощью функции Лапласа [13]:

$$P\left\{F_l\left(\dot{\xi}\right) > F_0\left(\dot{\xi}\right)\right\} \approx 1 - \Phi\left(\mu_{x_l} / \sigma_{x_l}\right). \tag{14}$$

Перейдем в (12) и (13) от СКО шума к безразмерной величине, выраженной через мощность шума q (в дБ): $\sigma_{\dot{\xi}} = 10^{-q/20} / \sqrt{2N}$, в результате получим:

$$\mu_{x_l} = \left[1 - f_l\right]\left[1 - 10^{-q/10} / 4 f_l\right], \tag{15}$$

$$\sigma^2_{x_l} = 10^{-q/10}\left[1 - f_l\right] + 10^{-q/5}\left[1 + f_l^2 - 2 f_l^3\right] / 16 f_l^2. \tag{16}$$

Из выражений (15) и (16) следует, что для вычисления вероятности ЛАОП в рамках гауссовской аппроксимации достаточно задать две величины: нормированный уровень бокового лепестка и ОСШ (в дБ). Благодаря этому полученный результат применим к АР любой конфигурации.

При определенных длинах волн и определенных направления фазирования СДН может иметь несколько близких по уровню боковых лепестков. В частности, при фазировании в направлениях, совпадающих с осями симметрии АР или с перпендикулярами к этим осям встречаются парные боковые лепестки достаточно высокого уровня. В случае наличия у СДН нескольких боковых лепестков вероятность АОП P_a для данной АР в целом как вероятность противоположного события по отношению к случаю, когда ни один из боковых лепестков не превзошел главный:

$$P_a = 1 - \prod_l \left(1 - P_l\right), \tag{17}$$

где P_l – вероятность ЛАОП для *l*-го бокового лепестка согласно (14).

5. Статистическое моделирование

Проведем статистическое моделирование с целью проверки аналитических выражений (15–17) для оценки вероятности ЛАОП и АОП СДН АР в целом. В качестве примера возьмем девять наибольших из представленных на рисунке 1 боковых лепестков. В таблице 1 перечислены нормированные уровни и направления главного, заднего и четырех парных боковых лепестков СДН АР (по напряжению).

Таблица 1. Уровни и направления наибольших лепестков СДН

Уровень лепестка	Направление лепестка	Примечание
1	36°	Главный лепесток
0,70	$72^\circ; 0^\circ$	Парный лепесток
0,78	$108^\circ; 324^\circ$	–
0,96	$144^\circ; 288^\circ$	–
0,88	$180^\circ; 252^\circ$	–
0,67	216°	Задний лепесток

Статистические данные по вероятности АОП получены в среде MATLAB. Для каждого значения ОСШ в диапазоне от 5 до 25 дБ (с шагом в 1 дБ) генерировалось 10^6

независимых реализаций шума $\dot{\xi}$ с соответствующей дисперсией. Далее для каждой реализации выполнялась максимизация (2) для направлений главного и боковых лепестков. После чего проводилось сравнение максимумов главного и боковых лепестков на фоне шума. По результатам цикла для каждого значения ОСШ определялась доля реализаций, в которых боковые лепестки превышали главный, как по отдельности, так и в совокупности. Соответствующие статистические данные представлены на рисунке 2 символами “+” для ЛАОП и символами “×” для АОП.

Сплошной линией на рисунке 2 показаны аналитические оценки вероятности ЛАОП для рассматриваемых лепестков, вычисленные с помощью функции MATLAB **`normcdf`** с аргументами, полученными по (15) и (16). На их основе по (17) вычислена аналитическая оценка вероятности АОП, которая показана штриховой линией.

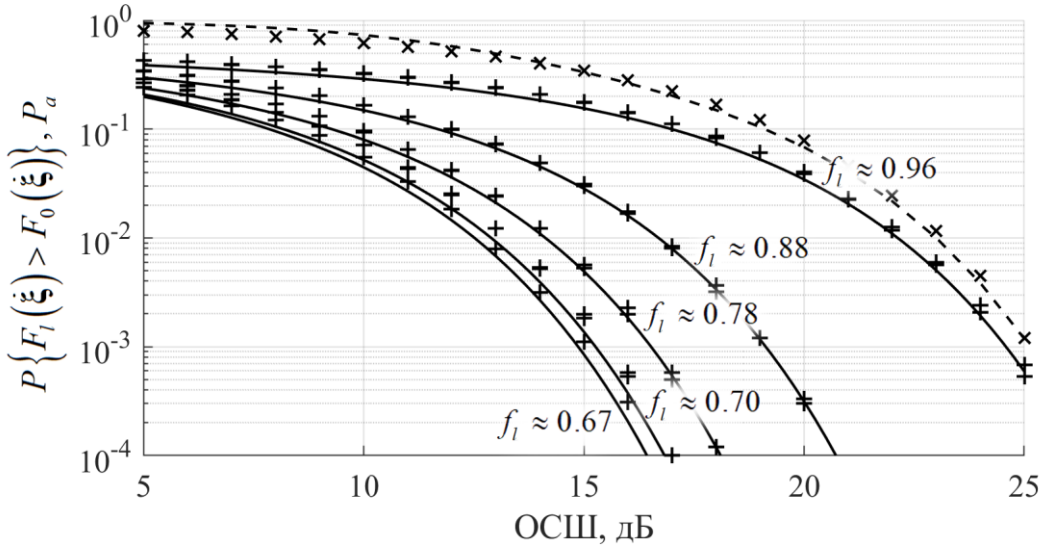


Рис. 2. Статистические данные и аналитические оценки $P\left\{F_l\left(\dot{\xi}\right) > F_0\left(\dot{\xi}\right)\right\}$ и P_a

Во-первых, отметим, что результаты, представленные на рисунке 2, согласуются с двумя фундаментальными положениями: вероятность ЛАОП тем больше чем выше уровень бокового лепестка и чем меньше ОСШ. Во-вторых, наблюдается хорошее соответствие между статистическими данными и аналитическими оценками. Аналитические кривые вероятности ЛАОП, в среднем, смещены относительно статистических данных на 0,3 дБ в сторону меньшего ОСШ, расхождение по вероятности не превышает ±25%. При этом с увеличением уровня бокового лепестка наблюдается лучшая сходимость статистических и аналитических данных. В-третьих, статистические данные для парных лепестков асимптотически близки. В заключении отметим, что кривая вероятности АОП для СДН АР в целом имеет расхождение со статистическими данными по вероятности не более ±15%.

6. Заключение

Рассмотрена задача оценки вероятности аномальных ошибок многоканального азимутального радиопеленгатора – вероятности превышения уровня боковых лепестков ДН над главным. Предложена методика расчета вероятности локальной аномальной ошибки – вероятности превышения уровня бокового лепестка над главным, основанная на гауссовской аппроксимации распределения ошибок уровней лепестков, которые имеют нецентральное χ-распределение. Получены простые замкнутые аналитические выражения для моментных характеристик разности уровней лепестков, что позволяет по формуле Лапласа рассчитать вероятность локальной аномальной ошибки. Зная эти

вероятности для всех или, по крайней мера значимых (по уровню), боковых лепестков можно найти вероятность аномальных ошибок для СДН АР в целом, как вероятность противоположного события по отношению к случаю, когда ни один из боковых лепестков не превзошел главный.

Статистическое моделирование показало хорошую точность аналитических выражений для оценки вероятности локальной аномальной ошибки. Во всем диапазоне ОСШ от 5 до 25 дБ расхождение со статистическими данными не превысило ±25% по вероятности, при среднем смещении аналитических кривых на 0,3 дБ влево. При этом с ростом уровня бокового лепестка наблюдается улучшение сходимости статистических и аналитических результатов, что свидетельствует об адекватности линеаризации задачи. Аналитическая оценка вероятности аномальных ошибок для СДН АР в целом имеет расхождение со статистическими данными по вероятности не более ±15%.

Таким образом, разработанная методика может быть использована для инженерных расчетов АР и экспресс-оценки качества пеленгования в верхней части рабочего диапазона на этапе проектирования.

Литература

1. Виноградов А. Д., Литвинов Г. В., Макаров Г. В. Оптимизация структур корреляционно-интерферометрических радиопеленгаторов с кольцевыми антенными решетками. // Антенны, 2001, № 5 (51). – С. 33-38.
2. Виноградов А. Д. Синтез структуры широкополосного фазового радиопеленгатора с круговой зоной действия. // Антенны, 2001, № 6 (52). – С. 48-52.
3. Виноградов А. Д., Литвинов Г. В. Оптимизация структуры малоэлементной антенной решетки широкополосного корреляционно-интерферометрического радиопеленгатора. // Антенны, 2003, № 2 (69). – С. 32-36.
4. Дмитриев И. С., Сличенко М. П. Максимально правдоподобное обнаружение и оценивание направления прихода и амплитуды напряженности радиоволны с помощью многоканального радиопеленгатора с антенной системой произвольной конфигурации. // Антенны, 2011, № 5 (168). – С. 59-64.
5. Ашихмин А. В. Исследование характеристик широкополосных малоэлементных однокольцевых антенных решеток с использованием функций Бесселя / Ашихмин А. В., Виноградов А. Д., Мазлов М. Г., Минин Л. А. // Антенны, №8 (111), 2006. – С. 8-14.
6. Виноградов А. Д., Минин Л. А., Работкин В. А. Математическое описание диаграмм направленности эквидистантных кольцевых фазированных антенных решеток с использованием функций Бесселя. // Антенны. 2017. № 5 (237). – С. 5-12.
7. Виноградов А. Д., Михин А. Ю., Подшивалова Г. В. Исследование частотной зависимости предельной чувствительности радиопеленгаторов с малоэлементными кольцевыми антенными решетками. // Антенны. 2007. №3 (118). – С. 25-35.
8. Виноградов А. Д. Предельная чувствительность широкодиапазонных радиопеленгаторов с эквидистантными кольцевыми антенными решетками из ненаправленных антенн / Виноградов А. Д., Дмитриев И. С., Ильин М. Ю., Козлов М. И., Сличенко М. П., Соломко Е. С. // Антенны, 2013, №5 (192). – С. 18-29.
9. Уфаев В. А. Предельные параметры пеленгаторных антенных решеток. // Антенны, 2017, № 6 (238). – С. 5-9.
10. Уфаев В. А. Методика расчета вероятности аномальных ошибок пеленгования с применением кольцевых антенных решеток. // Антенны, 2017, № 6 (238). – С. 17-22.
11. Шабат Б. В. Введение в комплексный анализ, – ч. II, изд. 2-е. М.: Главная редакция физико-математической литературы издательства «Наука», 1976. – 400 с.

12. Вентцель Е. И. Теория вероятностей. – 4-е изд. перераб. и доп. М.: Наука, 1969. – 576 с.
13. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. М.: 1974. – 832 стр. с илл.

REFERENCES

1. Vinogradov A. D., Litvinov G. V., Makarov G. V. Optimization of Structures of Correlation-Interferometric Radio Direction Finders with Circular Antenna Arrays. // Antennas, 2001, No. 5 (51). – Pp. 33-38.
2. Vinogradov A. D. Synthesis of the Structure of a Wideband Phase Radio Direction Finder with a Circular Coverage Area. // Antennas, 2001, No. 6 (52). – Pp. 48-52.
3. Vinogradov A. D., Litvinov G. V. Optimization of the Structure of a Small-Element Antenna Array for a Wideband Correlation-Interferometric Radio Direction Finder. // Antennas, 2003, No. 2 (69). – Pp. 32-36.
4. Dmitriev I. S., Slichenko M. P. Maximum Likelihood Detection and Estimation of the Direction of Arrival and Amplitude of Radio Wave Field Strength Using a Multi-Channel Radio Direction Finder with an Arbitrary Configuration Antenna System. // Antennas, 2011, No. 5 (168). – Pp. 59-64.
5. Ashikhmin A. V. Investigation of the Characteristics of Wideband Small-Element Single-Ring Antenna Arrays Using Bessel Functions / Ashikhmin A. V., Vinogradov A. D., Mazlov M. G., Minin L. A. // Antennas, No. 8 (111), 2006. – Pp. 8-14.
6. Vinogradov A. D., Minin L. A., Rabotkin V. A. Mathematical Description of the Radiation Patterns of Equidistant Circular Phased Antenna Arrays Using Bessel Functions. // Antennas, 2017, No. 5 (237). – Pp. 5-12.
7. Vinogradov A. D., Mikhin A. Yu., Podshivalova G. V. Investigation of the Frequency Dependence of the Ultimate Sensitivity of Radio Direction Finders with Small-Element Circular Antenna Arrays. Antennas, 2007, No. 3 (118). – Pp. 25-35.
8. Vinogradov A. D. Ultimate Sensitivity of Wide-Range Radio Direction Finders with Equidistant Circular Antenna Arrays of Omnidirectional Antennas / Vinogradov A. D., Dmitriev I. S., Ilyin M. Yu., Kozlov M. I., Slichenko M. P., Solomko E. S. // Antennas, 2013, No. 5 (192). – Pp. 18-29.
9. Ufaev V. A. Limiting Parameters of Direction-Finding Antenna Arrays. // Antennas, 2017, No. 6 (238). – Pp. 5-9.
10. Ufaev V. A. Method for Calculating the Probability of Anomalous Direction-Finding Errors Using Circular Antenna Arrays. // Antennas, 2017, No. 6 (238). – Pp. 17-22.
11. Shabat B. V. Introduction to Complex Analysis. Part II, 2nd ed. Moscow: Nauka Publishing House, Main Editorial Board for Physical and Mathematical Literature, 1976. – 400 p.
12. Wentzel E. S. Theory of Probability. 4th ed., revised and enlarged. Moscow: Nauka, 1969. – 576 p.
13. Korn G., Korn T. Mathematical Handbook for Scientists and Engineers. Moscow: Nauka, 1974. – 832 p.

РАЗРАБОТКА СПУТНИКОВОЙ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

А. Ю. Жидков[1], Е. В. Овчинникова[2], Е. В. Комиссарова[1]

[1, 2] Московский государственных технический университет им. Н. Э. Баумана, Москва, Россия
[2] Московский авиационный институт (Национальный исследовательский университет) Москва, Россия

Аннотация. В статье представлены различные типы антенн телекоммуникационной системы спутника, их основные характеристики, достоинства и недостатки. Как показывает обзор литературы, в основном используются печатные, турникетные и спиральные антенны, а также намечается использование печатных антенных решеток, позволяющих расширить функциональные возможности радиосистемы. В связи с малыми габаритными размерами, механической прочностью и технологичностью в качестве разрабатываемой антенны был выбран печатный широкополосный излучатель типа бабочка. Представлена конструкция печатного излучателя телекоммуникационной системы в виде двух скрещенных вибраторов, расположенных на разных сторонах печатной платы на расстоянии 30 мм от экрана. Представлена конструкция печатной антенной решетки 4×2 со специальной формой диаграммы направленности. Определены характеристики направленности и частотные характеристики.

Ключевые слова: печатная антенна, коэффициент эллиптичности, телекоммуникационная система, антенная решетка, круговая поляризация, излучатель, специальная форма диаграммы направленности.

DEVELOPMENT OF A SATELLITE TELECOMMUNICATION ANTENNA ARRAY

A. Yu. Zhidkov[1], E. V. Ovchinnikova[2], E. V. Komissarova[1]

[1, 2] Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russia
[2] Moscow Aviation Institute (National Research University), Moscow, Russia

Abstract. This article presents various types of antennas for satellite telecommunications systems, their main characteristics, advantages, and disadvantages. A literature review shows that printed, turnstile, and helical antennas are primarily used, with the use of printed antenna arrays also being considered, allowing for expanded radio system functionality. Due to its small size, mechanical strength, and manufacturability, a printed broadband butterfly-type radiator was chosen as the antenna under development. The design of a printed radiator for a telecommunications system is presented, consisting of two crossed vibrators located on opposite sides of a printed circuit board at a distance of 30 mm from the shield. The design of a 4x2 printed antenna array with a specially shaped radiation pattern is presented. The directivity and frequency characteristics are determined.

Keywords: printed antenna, ellipticity ratio, telecommunication system, antenna array, circular polarization, radiator, special shape of radiation pattern.

1. Введение

В настоящее время наметился прогресс в области космических исследований и построения космических аппаратов. Одной из главных задач для разработчиков

становится обеспечение высокоскоростной передачи команд между спутниками и наземными пунктами управления. Для этого на спутниках устанавливается телекоммуникационная система (ТКС), в которую входят приемо-передающие устройства (приемные и передающие антенны), устройства обработки информации, система сбора телеметрической информации и другие специальные блоки. В данной статье речь будет идти больше о приемных и передающих антеннах. Телекоммуникационная система работает в S-диапазоне, поэтому обычно используются только некоторые типы антенн, а именно печатные, спиральные и турникетные, которые также могут быть выполнены в печатном исполнении. При разработке таких антенн требуется соблюдать ряд требований, как к электродинамическим, так и к конструктивным характеристикам. Так, антенны ТКС должны обеспечивать рабочий диапазон частот 2,2–2,4 ГГц, малый коэффициент отражения в рабочей полосе частот, специальную форму диаграммы направленности (ДН) или широкую ДН, коэффициент эллиптичности должен быть не менее 0,7. Модернизацией антенн ТКС занимаются как в России, так и за рубежом. В статье [1] отмечено, что разработкой таких антенн успешно выполняет предприятие ВНИИЭМ. Оно разрабатывает не только антенно-фидерные устройства (АФУ) для ТКС, но и для других радиосистем космических аппаратов.

Как было отмечено ранее, в ТКС спутника могут использоваться разные типы антенн. Так в статье [1,2] представлена турникетная антенна с наклонными плечами, успешно прошедшая летные испытания на (рис.1).

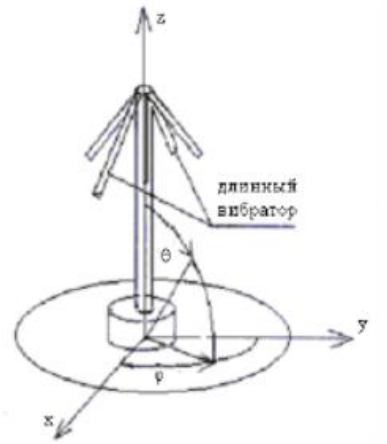


Рис. 1. Турникетная антенна с наклонными плечами

Антенна излучает электромагнитные волны с круговой поляризацией за счет разной длины вибраторов, поворачивающие фазу на 90°. На рис. 2 представлены результаты электродинамического моделирования данной антенны, ширина ДН по уровню половинной мощности – 120°, коэффициент эллиптичности в секторе ±60° более 0,3.

Основным достоинством данной антенны является широкая диаграмма направленности из-за наклоненных плеч. Недостатком являются малый коэффициент эллиптичности в секторе градусов и габаритные размеры.

В статье [1] так же представлена четырехзаходная спиральная антенна, впускаемая предприятием ВНИИЭМ. Конструкция данной антенны не требует использования экрана, что увеличивает рабочую полосу частот антенны. Спиральная антенна имеет характеристики лучше, чем турникетная антенна, представленная выше. Это можно увидеть на графике зависимости коэффициента эллиптичности от углов, где у спиральной антенны КЭ в секторе ±60° более 0.7 (рис.3).

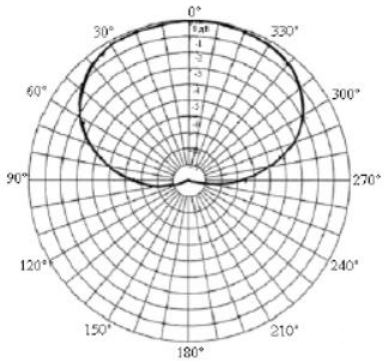
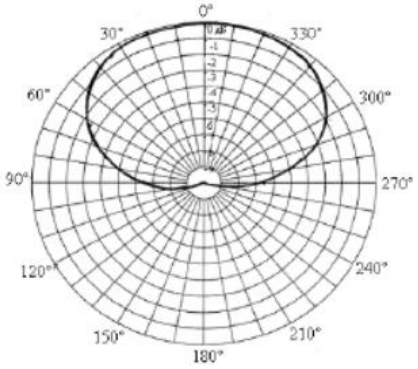


Рис.2. Диаграмма направленности при φ = 45°

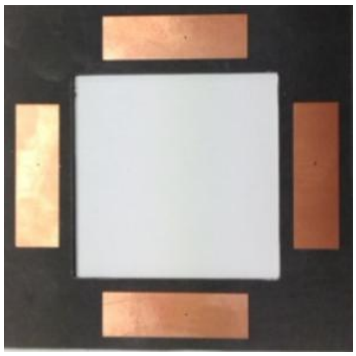


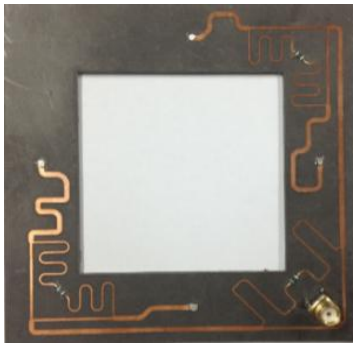


а) б)

Рис. 3. а) Внешний вид макета четырехзаходной спиральной антенны;
б) Диаграмма направленности при φ = 90°

В статье [3] показана печатная антенна для S-диапазона, установленная на спутники CubeSat. Излучатель состоит из четырех прямо угольников, расположенных напротив друг друга. Два прямоугольника запитываются с нулевой фазой, остальные два запитываются со сдвигом фазы на 90°, тем самым при излучении образуется круговая поляризация. На рис. 4 представлен внешний вид антенны.





а) б)

Рис. 4. Внешний вид печатной антенны а) лицевая сторона; б) тыльная сторона.

На рис.5 приведены результаты электродинамического моделирования. Главным достоинством данной антенны являются габаритные размеры, недостатком же является узкая диаграмма направленности (около 60°).

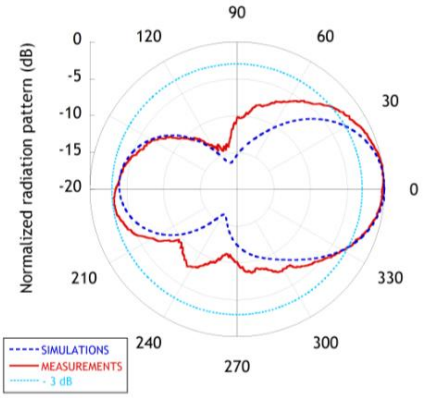


Рис. 5. Зависимость диаграммы направленности от угла θ

Таким образом, можно сделать вывод, что антенны ТКС активно совершенствуются, поэтому стоит задача разработки излучателя ТКС с малыми линейными размерами. При выборе типа антенны нужно учитывать условия эксплуатации в космическом пространстве, вибрации и перегрузки при выводе спутника на орбиту, т.е. необходимо использовать прочные и термостабильные материалы. Из-за малых размеров, механической прочности и повторяемости характеристик при массовом производстве под такие требования подходят печатные антенны.

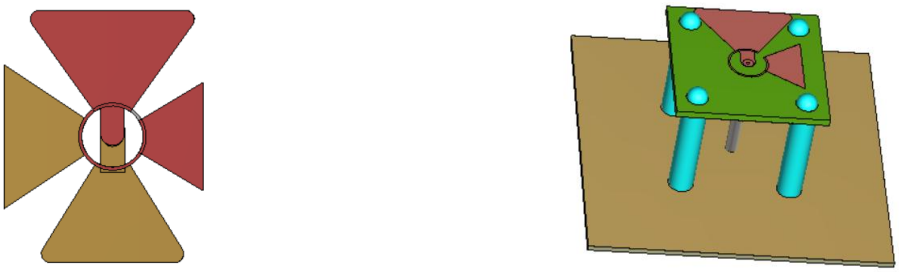
2. Исследование печатных антенн круговой поляризации

Печатные антенны имеют ряд преимуществ, как было отмечено ранее, это малые габаритные размеры, механическая прочность и технологичность. Однако при разработке необходимо учитывать и недостатки такого типа антенн. Основным же является их узкополосность, порядка 5% от центральной частоты. Этот недостаток объясняется резонансными свойствами печатных антенн, а также потерями в диэлектрике, в металле и при излучении. Данные свойства зависят от геометрических размеров и частоты [4].

Есть несколько способов расширения полосы печатных антенн: увеличение расстояния между экраном и излучателем, использование специальной формы излучателя [5]. Поэтому нужно рассмотреть специальную форму излучателя, распложенного на некотором расстоянии от экрана. Для этих целей может подойти излучатель типа бабочка. Такая антенна представляет собой два вырезанных на поверхности печатной платы треугольника, один из которых запитывается центральной жилой коаксиального кабеля, а другой – обмоткой. В таком исполнении излучается электромагнитная волна линейной поляризации. Чтобы получить круговую поляризацию необходимо обеспечить разность фаз 90° между двумя излучателями, поэтому была выбрана конструкция излучателя, который представляет собой два скрещенных вибратора [6]. Из-за температурного режима и радиации космического пространства, материалы для антенны должны обладать требуемыми свойствами, а именно радиационной стойкостью и стойкостью к резкому перепаду температуры. В связи с этим используют либо только металлические элементы, либо специальные материалы, у которых слабо изменяются электрофизические параметры. К таким материалам можно отнести керамику на основе оксида алюминия, имеющая диэлектрическую проницаемость около 10. Именно керамика ВК95-1 используется в разработанном излучателе, имеющий размеры 42×42×36 мм^3 (рис.6).

Плечи вибраторов, расположенные на верхней стороне платы соединены между собой печатным кольцом длиной $\lambda/4$, где λ – длина волны центральной частоты. Плечи вибраторов, расположенные на нижней стороне платы также соединены печатным

кольцом. С помощью данных колец обеспечивается разница в длине плеч вибраторов, что позволяет создать разность фаз 90°. Вся же печатная плата расположена на высоте 30 мм от металлического экрана.



а) б)

Рис. 6. а) 2D-модель излучателя; б) 3D-модель излучателя с экраном.

3. Электродинамическое моделирование излучателя

На рис. 7 представлена зависимость КСВ от частоты, в требуемой полосе частот 2.2-2.4 ГГц КСВ менее 1.5, по уровню КСВ 2 относительная полоса пропускания составляет 25.5 %. На рис. 8 представлена нормированная диаграмма направленности для нижней, центральной и верхней частоты диапазона. Ширина ДН на частоте 2,2 МГц – 75,3 °, на частоте 2,3 МГц – 77,5 °, на частоте 2,4 МГц – 79,6 °.

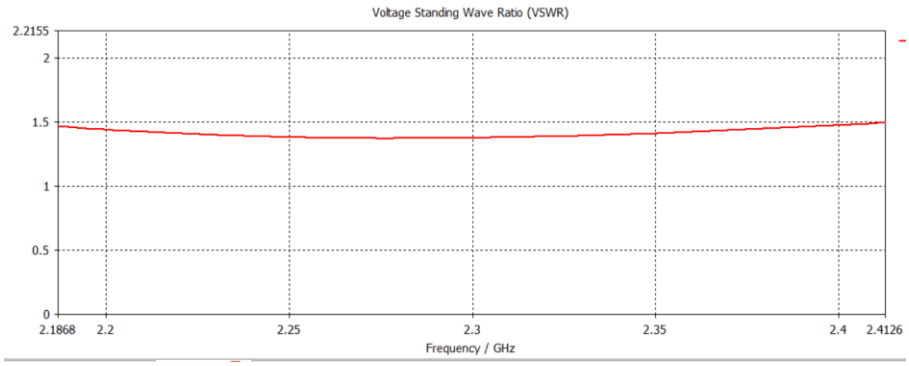


Рис. 7. Зависимость КСВ от частоты.

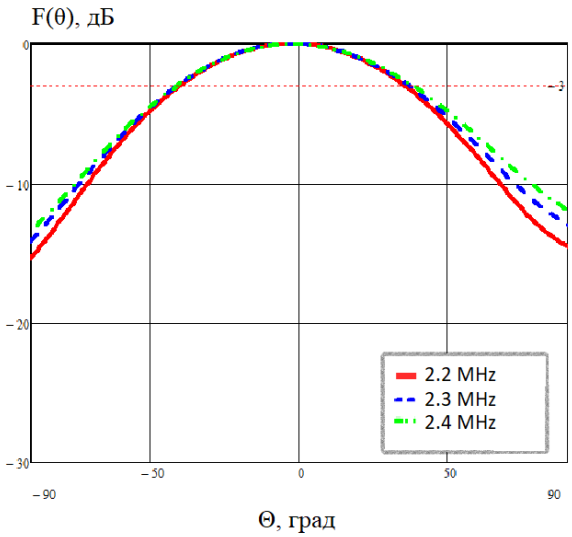


Рис. 8. Диаграмма направленности излучателя

4. Разработка антенной решетки

Антенна будет находиться на борту космического аппарата (КА), поэтому возможен как ориентируемый полет КА, так и не ориентируемый полет. При не ориентируемом полете нужно обеспечить ДН близкую к полусфере, а при ориентируемом полете – ДН специальной формы, а именно с провалом посередине. Благодаря такой форме ДН антенна имеет максимальный КУ по углу максимальной данности [7]. Сложно получить ДН специальной формы, используя один излучатель, поэтому была разработана антенная решетка, в которой меняя амплитудно-фазовое распределение (АФР) можно добиться требуемой формы ДН. Рассмотрены различные способы расположения излучателей в антенной решетке и выбрана решетка 4×2 (рис.9), чтобы получить требуемый коэффициент усиления и специальную форму диаграммы направленности.

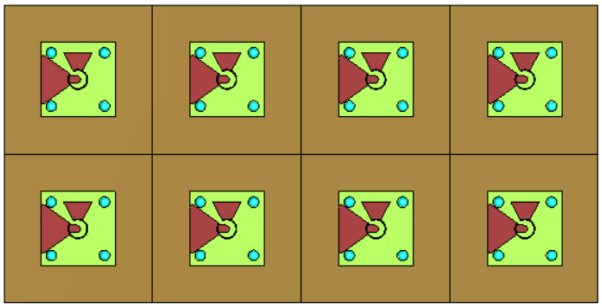


Рис. 9. Антенная решетка 4×2

Чтобы добиться необходимого АФР, излучатели запитывались с одинаковой амплитудой, но разной фазой, 4 излучателя запитываются синфазно, а остальные 4 – в противофазе. Шаг между элементами составляет 84 мм по обеим координатам. Антенная решетка имеет размеры 336×168×36 мм^3.

5. Электродинамическое моделирование антенной решетки

С помощью электродинамического моделирования были получены характеристики разработанной антенной решетки (АР). АР обеспечивает работу в требуемой полосе частот 2,2-2,4 ГГц с КСВ менее 1,5 (рис. 10).

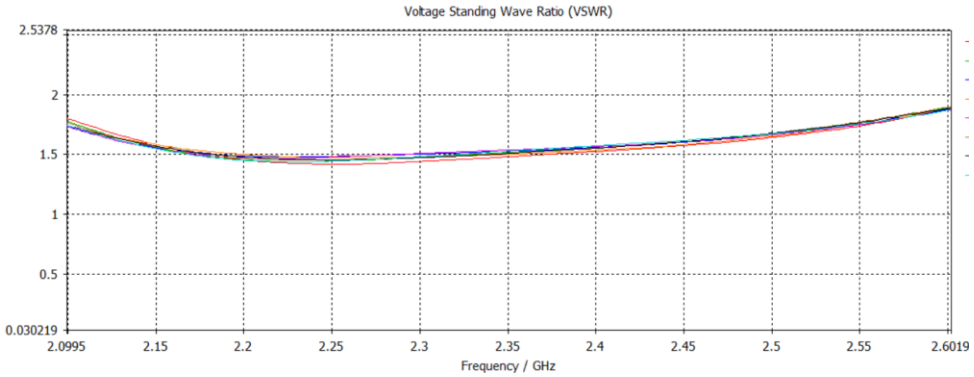


Рис. 10. Зависимость КСВ от частоты АР

Получена диаграмма направленности с провалом посередине как в 3-D (рис.11)., так и в 2-D (рис.12). Также получены поляризационные характеристики, а именно зависимость коэффициента эллиптичности (КЭ) от угла θ (рис. 13) При φ=0° КЭ на центральной частоте более 0,7 в секторе углов ± 45°, на верхней – в секторе углов ±50°, на нижней частоте равен 0,7 в секторе ±30°.

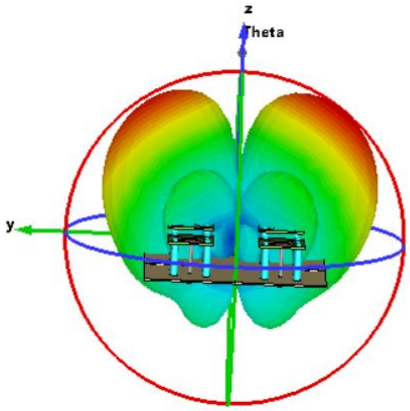


Рис. 11. 3-D диаграмма направленности АР

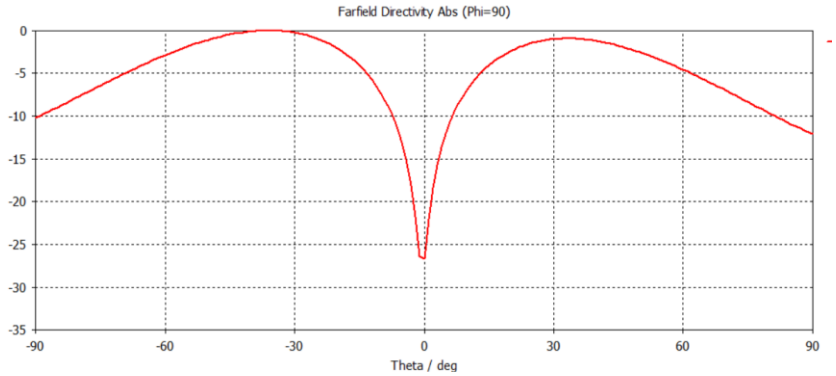


Рис. 12. 2-D диаграмма направленности АР на центральной частоте

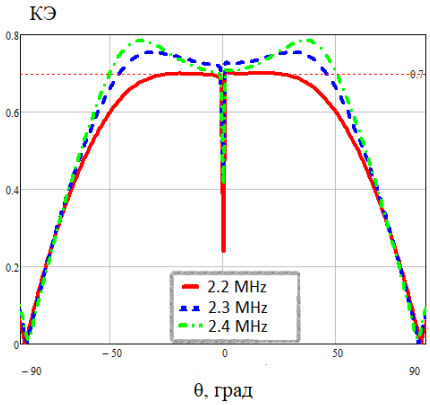


Рис. 13. Зависимость КЭ от угла θ

6. Заключение

В результате проведенных исследований проанализированы различные типы антенн телекоммуникационной системы спутника. Выявлены их достоинства и недостатки. Произведено исследование печатных антенн для нахождения необходимой формы облучателя с требуемыми электродинамическими характеристиками. Разработан печатный излучатель в виде двух скрещенных вибраторов, расположенных на разных сторонах печатной платы, обладающий в требуемой полосе уровень КСВ менее 1,5, шириной диаграммы направленности на центральной частоте – 77,5 °, коэффициентом эллиптичности на центральной частоте более 0,7. Разработана антенная решетка со специальной формой диаграммы направленности, имеющая КСВ менее 1,5 в требуемом диапазоне частот, коэффициент эллиптичности более 0,7.

Литература

1. Бочаров Владимир Семёнович, Генералов Александр Георгиевич, Гаджиев Эльчин Вахидович Результаты лётных испытаний антенно-фидерных устройств телекомандной системы ка "канопус-в" №1 и белорусского ка и пути усовершенствования их характеристик // РТС. 2014. №4 (16). URL: https://cyberleninka.ru/article/n/rezultaty-lyotnyh-ispytaniy-antenno-fidernyh-ustroystv-telekomandnoy-sistemy-ka-kanopus-v-1-i-belorusskogo-ka-i-puti
2. Бочаров В. С., Генералов А. Г., Гаджиев Э. В. Особенности бортовых антенно фидерных устройств космических аппаратов. В сб. : Материалы научно-технического семинара «Перспективы развития антенно-фидерных устройств летательных аппара тов». Истра : ОАО «НИИЭМ», 2013. С. 55—58.
3. Augusto Nascetti, Erika Pittella, Paolo Teofilatto, Stefano Pisa High-gain S-band Patch Antenna System for Earth-observation Cubesat Satellites // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2015, pp. 1–4
4. Генералов А.Г., Гаджиев Э.В. Многодиапазонная микрополосковая антенна // В просы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. Т. 160. 2017. 9 с.
5. Панченко Б. А., Нефедов Е. И. Микрополосковые антенны. М. : Радио и связь, 1986. 143 с.
6. Величко С. К., Горбатенко Н. Н. Низкопрофильный широкополосный излучатель с круговой поляризацией для построения антенной решетки подвижной станции спутниковой связи // ИВД. 2024. №5 (113). URL: https://cyberleninka.ru/article/n/nizkoprofilnyy-shirokopolosnyy-izluchatel-s-krugovoy-polyarizatsiey-dlya-postroeniya-antennoy-reshetki-podvizhnoy-stantsii.
7. Гаджиев Э. В. УКВ антенны малых космических аппаратов : дис. ... канд. техн. наук : 05.12.07. Москва, 2016. 152 с

References

1. Bocharov Vladimir Semenovich, Generalov Alexander Georgievich, Gadzhiev Elchin Vakhidovich Results of flight tests of antenna-feeder devices of the telecommand system of the "kanopus-v" no. 1 and the belarusian satellite and ways to improve their characteristics // RTS. 2014. No. 4 (16). URL: https://cyberleninka.ru/article/n/rezultaty-lyotnyh-ispytaniy-antenno-fidernyh-ustroystv-telekomandnoy-sistemy-ka-kanopus-v-1-i-belorusskogo-ka-i-puti
2. Bocharov V. S., Generalov A. G., Gadzhiev E. V. Features of on-board antenna feeder devices of spacecraft. In: Proceedings of the scientific and technical seminar "Prospects for the development of antenna feeder devices of aircraft". Istra: JSC "NIIEM", 2013. Pp. 55-58.
3. Augusto Nascetti, Erika Pittella, Paolo Teofilatto, Stefano Pisa High-gain S-band Patch Antenna System for Earth-observation Cubesat Satellites // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2015, pp. 1–4.
4. Generalov A.G., Gadzhiev E.V. Multi-band microstrip antenna // Questions of electromechanics. Proceedings of VNIIEM. Vol. 160. 2017. 9 p.
5. Panchenko B. A., Nefedov E. I. Microstrip antennas. Moscow: Radio and Communications, 1986. 143 p.
6. Velichko S. K., Gorbatenko N. N. Low-profile broadband radiator with circular polarization for constructing an antenna array of a mobile satellite communication station // IVD. 2024. No. 5 (113). URL: https://cyberleninka.ru/article/n/nizkoprofilnyy-shirokopolosnyy-izluchatel-s-krugovoy-polyarizatsiey-dlya-postroeniya-antennoy-reshetki-podvizhnoy-stantsii
7. Gadzhiev E. V. VHF antennas of small spacecraft: dis. ... Cand. of Technical Sciences: 05.12.07. Moscow, 2016. 152 p.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ТОПОЛОГИИ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ НА РАСПРЕДЕЛЕНИЕ В ПРОСТРАНСТВЕ ФОРМИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

А. Ю. Чернышев, А. В. Останков

Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. На основе высокоточного моделирования исследованы направленные свойства плоских синфазных равноамплитудных антенных решеток ряда конфигураций, включая такие известные топологии, как линейная, квадратная, треугольная, круглая, а также топологии, сформированные на основе законов Ферма, Архимеда, подсолнечника. В качестве элемента решеток использована патч-антенна, оптимизированная на частоте 2.4 ГГц. Выявлены топологии, обеспечивающие максимальные значения коэффициента направленного действия, минимальной ширины главного лепестка диаграммы направленности, минимаксного уровня бокового излучения антенной решетки.

Ключевые слова: антенная решетка, синфазная равноамплитудная решетка, топология, направленное излучение, диаграмма направленности.

INVESTIGATION OF THE INFLUENCE OF ANTENNA ARRAY TOPOLOGY ON THE DISTRIBUTION IN SPACE OF THE GENERATED ELECTROMAGNETIC FIELD

A. Yu. Chernyshev, A. V. Ostankov

Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. Based on high-accuracy modeling, the directional properties of planar in-phase equi-amplitude antenna arrays of various configurations have been investigated, including well-known topologies such as linear, square, triangular, circular, as well as topologies formed based on Fermat's, Archimedes', and sunflower laws. A patch antenna optimized at a frequency of 2.4 GHz was used as an array element. Topologies providing maximum values of directivity coefficient, minimum width of the main lobe of radiation pattern, minimax level of sidelobe radiation from the antenna array were identified.

Keywords: antenna array, in-phase equal-amplitude array, topology, directional radiation, radiation pattern.

1. Введение

Антенные решетки получили широкое распространение в современных системах связи и радиолокации. Это обусловлено возможностью использования антенных решеток для высокоточного обнаружения объектов и целей, а также способностью существенной концентрации в пространстве направленных свойств излучающих систем. Использование решеток в качестве антенных систем позволяет добиться более высоких направленных свойств, меньшего уровня бокового излучения, а следовательно, более высокой помехозащищенности, электронного или механического сканирования главным лепестком диаграммы направленности (ДН) [1]. Синфазные антенные решетки лишены возможности электронного сканирования ДН, а потому позволяют добиваться наиболее высоких уровней коэффициента направленного действия (КНД), однако, энергетические и вторичные показатели таких антенн однозначно определяются количеством излучающих элементов, а также топологией антенной решетки [2,3]. Отдельно можно выделить задачу по созданию антенных решеток с возможностью электронного

сканирования главным лепестком ДН для решения поисковых или мониторинговых задач [4-6]. Так же антенные решетки могут применяться для сканирования заданной области пространства, что позволяет решать задачи радиопеленгации и обнаружения объектов [7] благодаря наличию пространственного разнесения элементов решетки, что позволяет получать оценки амплитудно-фазовых характеристик принимаемых радио- и электромагнитных волн. Антенные решетки отражательного или проходного типа выступают также в роли эффективных рефлекторов антенных систем [8].

Для питания элементов антенных решеток могут использоваться различные многопортовые решения с фазовращателями или схемы на основе делителей, которые позволяют реализовать синфазное возбуждение с высокой эффективностью [9,10]. При синфазном питании элементов или питании с жестко зафиксированным амплитудно-фазовым распределением на раскрыве обеспечивается излучение только в одном угловом направлении без возможности отклонения главного лепестка ДН. Именно подобный вариант параллельного питания излучающих элементов плоской антенной решетки рассматривается в настоящем докладе.

Цель исследования – сравнить энергетические и вторичные показатели направленности плоских антенных решеток различных топологий при синфазном равноамплитудном распределении на раскрыве.

2. Моделирование и сравнение плоских антенных решеток с разными топологиями

В качестве метода достижения цели использовано высокоточное полноволновое трехмерное электромагнитное моделирование в одном из широко известных коммерческих пакетов, основанных на концепции конечных интегралов Вейланда.

При моделировании рассмотрены плоские антенные решетки с различными вариантами расположения излучающих элементов, запитываемых синфазными токами с одинаковыми амплитудами. В качестве излучающих элементов использованы патч-антенны, позволяющие обеспечить эффективное излучение в относительно узкой полосе частот, и обладающие малыми габаритными размерами, что необходимо учитывать при проектировании антенной решетки [11]. В процессе исследования изучались диаграммы направленности антенных решеток, измерялся КНД и вторичные показатели антенн, зависящие от формы и расположения антенных элементов (топологии решетки) при реализации высоконаправленного излучения.

В ходе исследования были реализованы и изучены семь основных топологий антенных решеток: линейная, квадратная, по законам Ферма и Архимеда, подсолнечник, треугольная, круглая. Все топологии плоской решетки формировались из одинакового числа излучающих элементов, общее количество которых составляло 49. Исключение составили две топологии – в виде треугольника и круга. Первая включала 45 излучающих элементов, вторая – только 37, так как реализовать решетки подобных топологий из 49 элементов не представлялось возможным.

Каждая топология антенной решетки построена из идентичных излучающих элементов, расположенных в соответствии с определенным геометрическим правилом. Линейная антенная решетка состоит из равноудаленных друг относительно друга на расстояние $0.5\cdot\lambda$ (λ – длина излучаемой волны) антенных элементов, расположенных вдоль прямой. Аналогичное правило выбора расстояний между элементами по осям декартовой системы координат использовано при формировании квадратной антенной решетки. Отдельное внимание стоит уделить правилам объединения излучающих элементов в антенные решетки на основе относительно сложных геометрических закономерностей. В процессе анализа было выбрано три таких топологии, для которых положение n-го излучающего элемента ($n=1,2,...,N$) определяется двумя параметрами:

r_n – расстоянием между центром топологии и элементом, φ_n – углом между осью O*x* и направлением на элемент решетки. Такими топологиями являются системы размещения излучающих элементов, сформированных по закону:

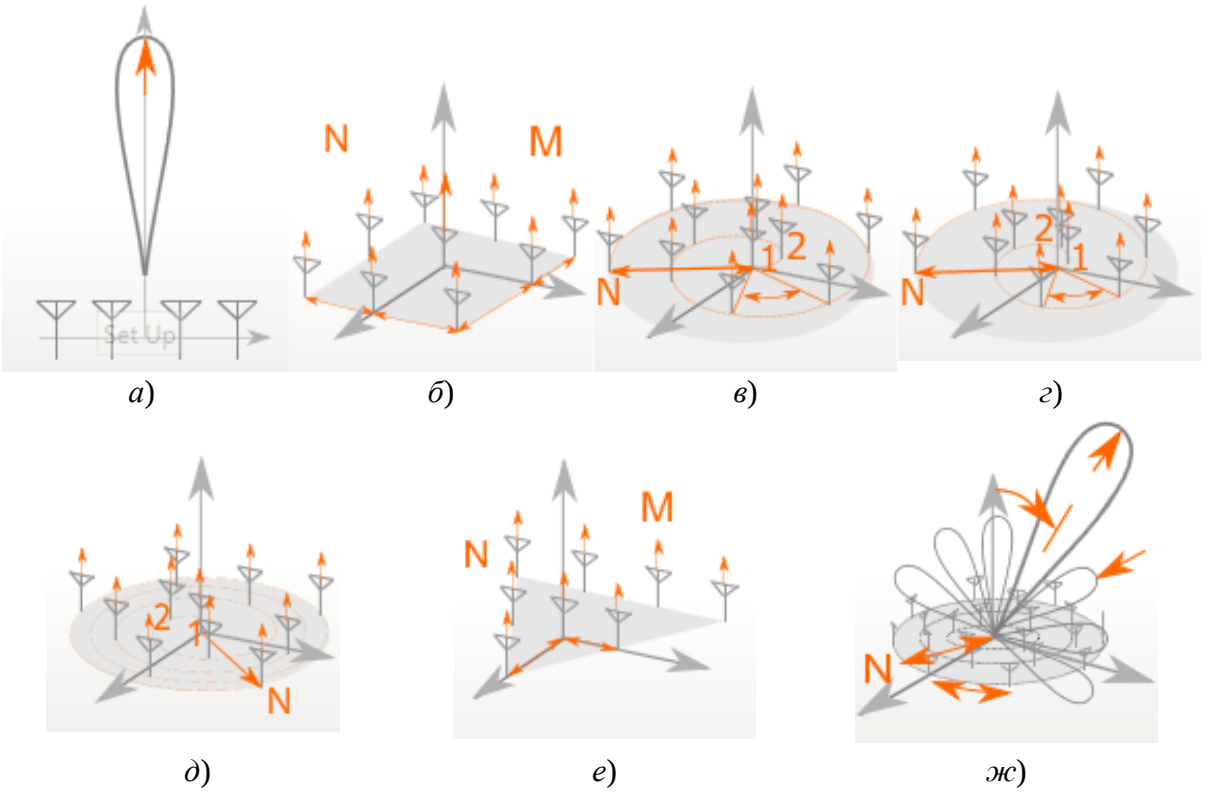
1) Ферма, при котором $r_n = 0.25 \cdot \lambda \cdot \sqrt{\varphi_n}$, $\varphi_n = n \cdot \alpha \cdot \pi / 180°$, где $\alpha = 137.5°$;

2) Архимеда, при котором $r_n = 0.5 \cdot \lambda \cdot (5 + 3\pi \cdot \varphi_n / 2)$, $\varphi_n = n \cdot \alpha \cdot \pi / 180°$, где $\alpha = 137.5°$;

3) подсолнечника, при котором $r_n = \lambda \cdot \varphi_n \cdot \sqrt{n/\pi}$, $\varphi_n = n \cdot \pi \cdot (3 - \sqrt{5})$.

При треугольной топологии решетки количество антенных элементов по высоте и основанию взято одинаковым. Круглая топология антенной решетки сформирована так, чтобы элементы располагались на трех радиусах с межэлементным расстоянием в 0.5·λ.

На рис. 1 приведены исследуемые топологии плоских антенных решеток.



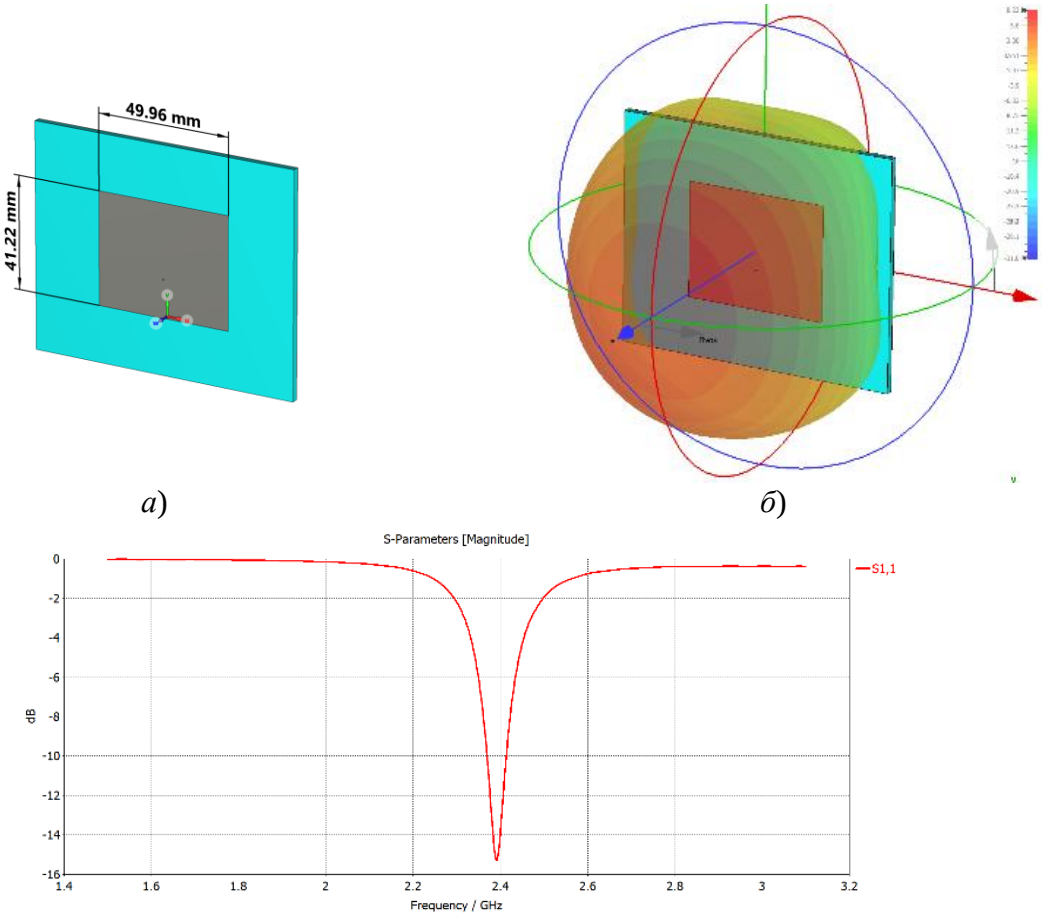
а) *б*) *в*) *г*)

д) *е*) *ж*)

Рис. 1. Исследуемые топологии антенных решеток: *а*) линейная; *б*) квадратная; *в*) по закону Ферма; *г*) по закону Архимеда; *д*) подсолнечник; *е*) треугольная 9x9 из 45 элементов; *ж*) круглая из 37 элементов

Приведенные конфигурации были выбраны по причине частого использования в современных радиотехнических системах. При моделировании все антенные элементы в составе плоской решетки возбуждались синфазно в равноамплитудном режиме.

Базовым антенным элементом является патч-антенна в виде прямоугольного металлического полоск*а* длиной 0.4·λ и шириной ⅓·λ, размещенного на экранированной диэлектрической подложке. Патч-антенна предназначена для приема-излучения на частоте 2.4 ГГц. В роли диэлектрика подложки использован материал с относительной диэлектрической проницаемостью, равной 2, и толщиной λ/48 = 2.6 мм. Запитывание антенного патч-элемента производилось с помощью коаксиального зонда. При этом центральный проводник коаксиального кабеля проходит через диэлектрическую подложку и соединяется с излучателем, а оплетка заземляется на экран. Вид антенного элемента и его характеристики приведены на рис. 2.

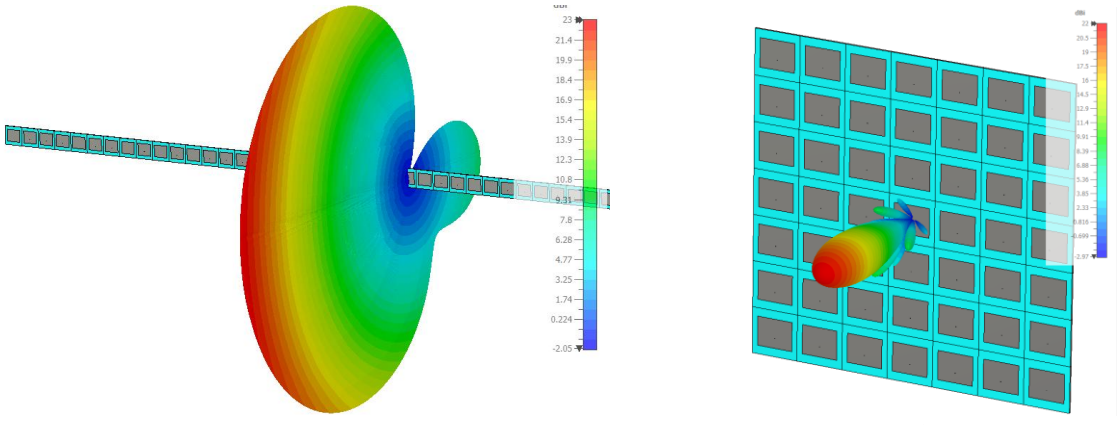


а) *б*)

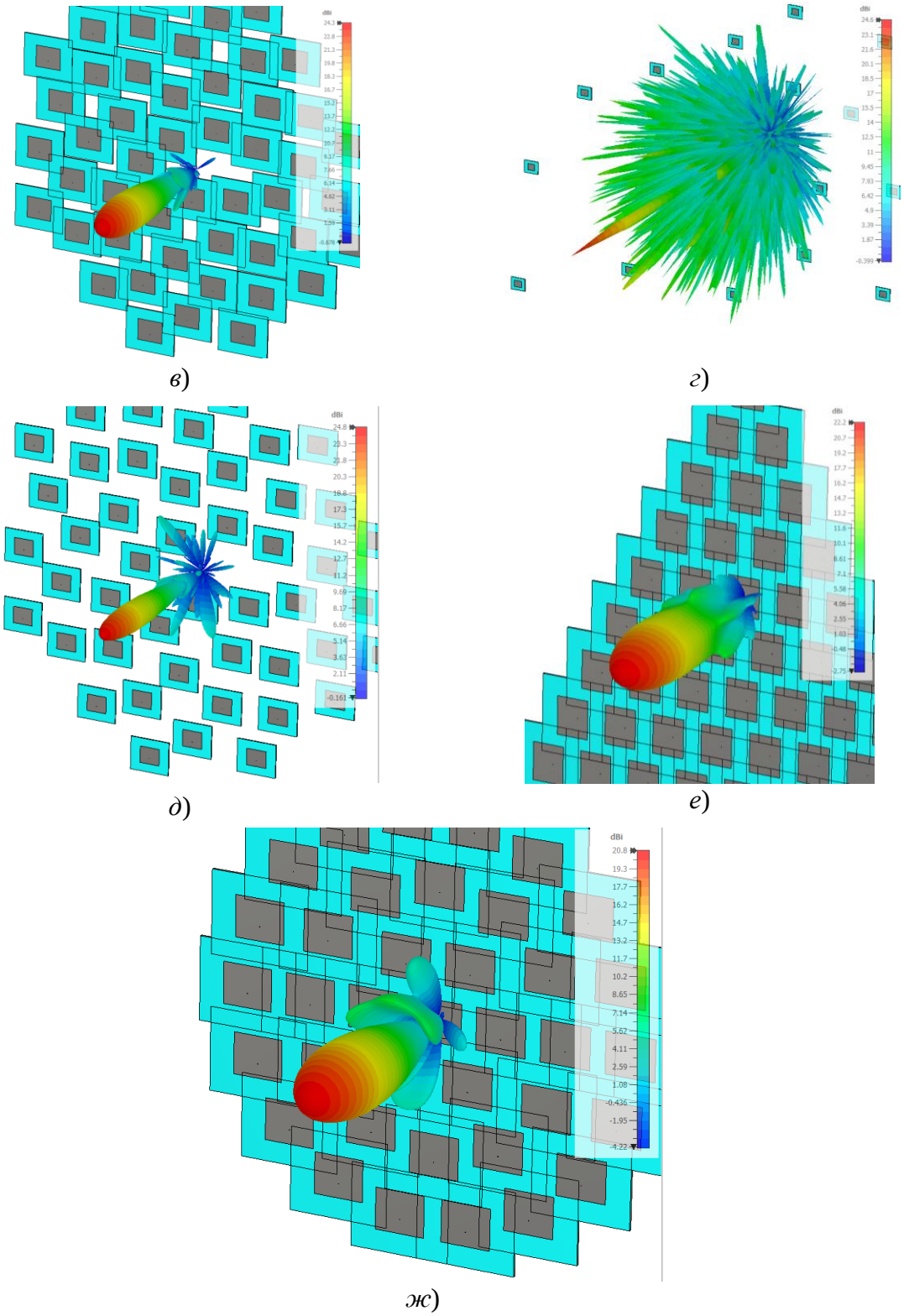
в)

Рис. 2. Конструкция и характеристики базового антенного элемента: *а*) вид и габаритные размеры; *б*) диаграмма направленности; *в*) характеристики согласования

Из результатов полноволнового трехмерного моделирования следует, что патч-элемент на частоте 2.4 ГГц характеризуется минимальным коэффициентом отражения, составляющим около «минус» 15 дБ, что соответствует величине коэффициента стоячей волны около 1.4. Коэффициент направленного действия патч-элемента на частоте 2.4 ГГц равен 8.2 дБ. С использованием данного элемента сформированы антенные решетки разных топологий. Элементы в их составе синфазно возбуждались в равноамплитудном режиме. На рис. 3 показаны ДН антенных решеток всех видов топологий, полученные в результате полноволнового трехмерного электромагнитного моделирования.



а) *б*)



в) *г*)

д) *е*)

ж)

Рис. 3. Диаграммы направленности синфазных равноамплитудных антенных решеток с разными топологиями: *а*) линейной; *б*) квадратной; *в*) по закону Ферма; *г*) по закону Архимеда; *д*) подсолнечник; *е*) треугольной; *ж*) круглой

На основании данных, полученных в результате полноволнового трехмерного электромагнитного моделирования, можно констатировать, что все без исключения топологии равноамплитудных синфазных антенных решеток позволяют реализовать высоконаправленное излучение. Однако форма диаграмма направленности зависит от

расположения элементов антенны друг относительно друга. Наиболее равномерные и симметричные ДН имеют место у антенной решетки при использовании круглой и квадратной топологии, использование же линейного варианта размещения антенных элементов обеспечивает формирование веерной ДН, что может быть использовано в специальных задачах, связанных как с обеспечением связи, так и радиолокационных приложениях.

На рис. 4 приведены зависимости основных показателей антенных решеток, полученных на основе оцифровки их ДН, от типа топологии. Заметим, что все результаты получены на частоте 2.4 ГГц.

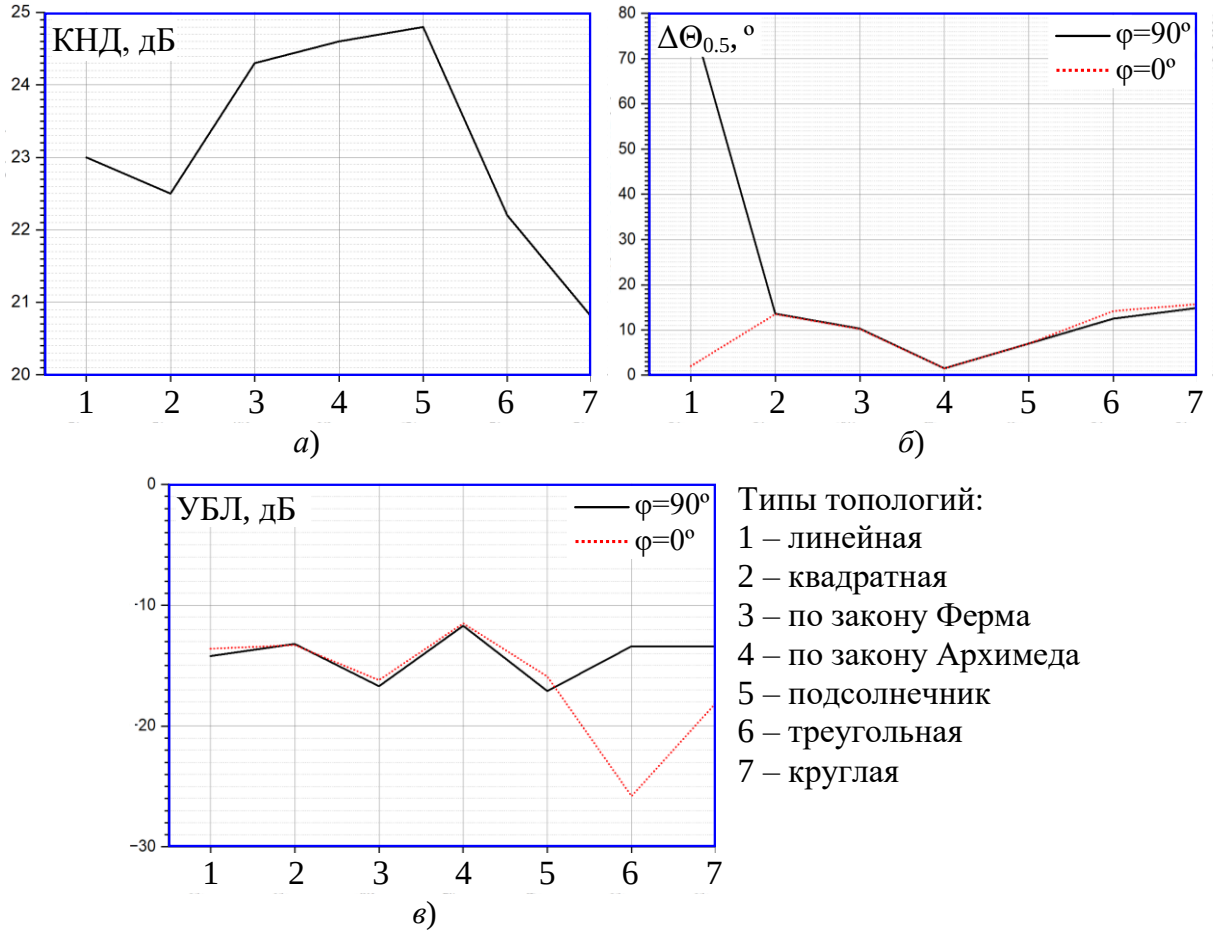


Рис. 4. Показатели антенных решеток для разных типов топологий: *а*) КНД; *б*) ширина главного лепестка ДН в двух плоскостях; *в*) уровень боковых лепестков ДН

Из рис. 4 следует, что наибольшим коэффициентом направленного действия обладают антенные решетки, топологии которых получены на основе математических функций Ферма, Архимеда и подсолнечника. Заметим, однако, что геометрическая площадь таких топологий антенных решеток несколько больше чем, например, у квадратной конфигурации. Минимальная ширина главного лепестка ДН зафиксирована у решетки с топологий по закону Архимеда, этой же топологии присущ наихудший уровень бокового излучения. Лучшие показатели по величине максимального УБЛ в обеих плоскостях продемонстрировали топологии Ферма и типа подсолнечника. Использование линейной антенной решетки позволило реализовать веерное излучение, гарантирующее узкий лепесток ДН в одной плоскости и широкий в другой. Таким образом, при различном расположении элементов в пределах антенной решетки можно реализовать излучающую систему для решения задач обеспечения максимума КНД (и

соответственно коэффициента усиления [12]), минимизации ширины главного лепестка ДН или подавления уровня бокового излучения.

3. Заключение

В работе методом имитационного моделирования исследованы основные показатели плоских синфазных равноамплитудных антенных решеток, излучающие элементы которых выстроены на плоскости в разные типы топологий. Исследованные варианты топологий антенных решеток свидетельствуют о том, что взаимное расположение элементов оказывает влияние на форму диаграммы направленности антенной решетки, включая КНД, ширину главного лепестка и уровень бокового излучения. Выявлены топологии, гарантирующие максимальные значения КНД, минимальную величину ширины диаграммы направленности, минимаксный уровень бокового излучения. Результаты, полученные в работе, могут быть использованы при проектировании антенных решеток, предназначенных для решения разнообразных радиотехнических задач.

Литература

1. Haupt R. L. Array pattern synthesis with prescribed nulls // 2019 IEEE International Symposium on Phased Array System & Technology (PAST), Waltham, MA, USA, 2019. – Pp. 1-4.
2. Fenn A. J. 3D printed conformal array antenna: Simulations and measurements / A. J. Fenn, D. J. Pippin, C. M. Lamb, F. G. Willwerth, H. M. Aumann, J. P. Doane // 2016 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (PAST), Waltham, MA, USA, 2016. – Pp. 1-4.
3. Chou H.-T., Hung K.-L., Chou H.-H. Synthesis of microstrip antenna arrays for optimum near-field patterns via steepest decent method // 2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), Spokane, WA, USA, 2011. – Pp. 1723-1726.
4. Klionovski K., Shamim A., Sharawi M. S. 5G antenna array with wide-angle beam steering and dual linear polarizations // 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, San Diego, CA, USA, 2017. – Pp. 1469-1470.
5. Антипов С. А. Компактная антенна вытекающей волны со сканированием диаграммы направленности на основе композитных право- и левосторонних структур / С. А. Антипов, Ю. Е. Калинин, А. В. Останков, Е.Г. Хрипунов, С.Ю. Дашян // Радиотехника, 2021, Т. 85, № 6. – С. 34-39.
6. Ostankov A., Khripunov E., Kashkarov V. A compact nonuniform composite right/left-handed leaky-wave scanning antenna with elliptical polarization for X-band application // Progress In Electromagnetics Research C, 2021, Vol. 114. – Pp. 43-56.
7. Rezazadeh N., Shafai L. A controlled reception pattern antenna array with dual-mode circular microstrip antenna elements for increased angular availability // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2018, Vol. 66, No. 5. – Pp. 2594-2598.
8. Меркулов К.Б. Антенна трехсантиметрового диапазона волн с плоским фокусирующим рефлектором / К.Б. Меркулов, А.В. Останков, Ю.Г. Пастернак, О.И. Шерстюк, В.И. Юдин // Приборы и техника эксперимента, 2003, Т. 46, № 4. – С. 165-166.
9. Dudek A., Gruszczynski S., Wincza K. Series-fed dual-polarized antenna arrays for single-layer photolithography fabrication // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2024, Vol. 23, No. 12. – Pp. 4683-4687.

10. Viganó M. C. Sunflower array antenna with adjustable density taper / M. C. Viganó, G. Toso, G. Caille, C. Mangenot, I. E. Lager // International Journal of Antennas and Propagation, 2009, 624035. – 10 p.
11. Midasala V., Siddaiah P. Microstrip patch antenna array design to improve better gains // Procedia Computer Science, 2016, Vol. 85. – Pp. 401-409.
12. Останков А. В. Оптимизация свойств вынесенного облучателя в антенне с плоским гребенчатым зеркалом // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2013, Т. 9, № 5-1. – С. 25-27.

REFERENCES

1. Haupt, R. L. Array pattern synthesis with prescribed nulls // 2019 IEEE International Symposium on Phased Array System & Technology (PAST), Waltham, MA, USA, 2019. – Pp. 1-4.
2. Fenn, A. J. 3D printed conformal array antenna: Simulations and measurements / A. J. Fenn, D. J. Pippin, C. M. Lamb, F. G. Willwerth, H. M. Aumann, J. P. Doane // 2016 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (PAST), Waltham, MA, USA, 2016. – Pp. 1-4.
3. Chou, H.-T., Hung, K.-L., Chou, H.-H. Synthesis of microstrip antenna arrays for optimum near-field patterns via steepest decent method // 2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), Spokane, WA, USA, 2011. – Pp. 1723-1726.
4. Klionovski, K., Shamim, A., Sharawi, M. S. 5G antenna array with wide-angle beam steering and dual linear polarizations // 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, San Diego, CA, USA, 2017. – Pp. 1469-1470.
5. Antipov, S. A. Compact leaky-wave antenna with beam scanning based on composite right- and left-handed structures / S. A. Antipov, Yu. E. Kalinin, A. V. Ostankov, EG. Khripunov, S. Yu. Dashyan // Radioengineering, 2021, Vol. 85, No. 6. – Pp. 34-39.
6. Ostankov, A., Khripunov, E., Kashkarov, V. A compact nonuniform composite right/left-handed leaky-wave scanning antenna with elliptical polarization for X-band application // Progress In Electromagnetics Research C, 2021, Vol. 114. – Pp. 43-56.
7. Rezazadeh, N., Shafai, L. A controlled reception pattern antenna array with dual-mode circular microstrip antenna elements for increased angular availability // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2018, Vol. 66, No. 5. – Pp. 2594-2598.
8. Merkulov, K.B. Antenna of the three-centimeter wave range with a flat focusing reflector / K.B. Merkulov, A.V. Ostankov, Yu.G. Pasternak, O.I. Sherstyuk, V.I. Yudin // Instruments and Experimental Techniques, 2003, Vol. 46, No. 4. – Pp. 165-166.
9. Dudek, A., Gruszczynski, S., Wincza, K. Series-fed dual-polarized antenna arrays for single-layer photolithography fabrication // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2024, Vol. 23, No. 12. – Pp. 4683-4687.
10. Viganó, M. C. Sunflower array antenna with adjustable density taper / M. C. Viganó, G. Toso, G. Caille, C. Mangenot, I. E. Lager // International Journal of Antennas and Propagation, 2009, 624035. – 10 p.
11. Midasala, V., Siddaiah, P. Microstrip patch antenna array design to improve better gains // Procedia Computer Science, 2016, Vol. 85. – Pp. 401-409.
12. Ostankov, A.V. Optimization of properties of extended illuminator in antenna with flat comb mirror // Bulletin of Voronezh State Technical University, 2013, Vol. 9, No. 5-1. – Pp. 25-27.

ОПТИМИЗАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК РАЗРЕЖЕННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ, ВЫПОЛНЕННОЙ НА ОСНОВЕ КРУГЛЫХ ОТКРЫТЫХ ВОЛНОВОДОВ

А. Ю. Чернышев, Е.А. Ищенко, А. В. Останков

Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В докладе представлено исследование антенной решетки диапазона СВЧ, реализованной по технологии банктенн, использующей в качестве излучателей стандартные алюминиевые банки. Представлен вариант настройки элементов решетки, обеспечивающий эффективное излучение на заданной частоте. Показана эффективность реализации по технологии банктенн синфазной равноамплитудной разреженной решетки с высокой направленностью. Предложен и реализован способ снижения уровня бокового излучения разреженной решетки банктенн за счет внесения в раскрыв решетки дополнительной структуры из однородных диэлектрических линз. Результаты моделирования подтверждены экспериментальным исследованием макета решетки. Сделан вывод о перспективности разработки подобных решений с применением доступного и недорогого материала и методов аддитивного производства.

Ключевые слова: решетка, банктенна, диаграмма направленности, уровень бокового излучения, диэлектрическая линза.

OPTIMIZATION OF THE CHARACTERISTICS OF A SPARSE ANTENNA ARRAY BASED ON CIRCULAR OPEN WAVEGUIDES

A. Yu. Chernyshev, E. A. Ishchenko, A. V. Ostankov

Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. This paper presents a study of a microwave antenna array implemented using Cantenn technology, which utilizes standard aluminum cans as radiators. A configuration option for the array elements is presented, ensuring efficient radiation at a given frequency. The effectiveness of implementing an in-phase, equal-amplitude, sparse array with high directivity using Cantenn technology is demonstrated. A method for reducing the lateral radiation level of a Cantenn sparse array is proposed and implemented by introducing an additional structure of homogeneous dielectric lenses into the array aperture. The modeling results are confirmed by an experimental study of an array prototype. It is concluded that developing similar solutions using readily available and inexpensive materials and additive manufacturing methods offers potential.

Keywords: array, Cantenna, radiation pattern, side radiation level, dielectric lens.

1. Введение

В настоящее время антенные решетки получили широкое применение в различных радиотехнических системах [1-4]. Во многом это связано с их характеристиками – высоким коэффициентом направленного действия (КНД), малым по ширине главным лепестком диаграммы направленности (ДН), возможностью электронного сканирования ДН при использовании фазовращателей. В качестве излучателей антенных решеток могут выступать различные как по конструкции, так и по свойствам излучатели – простые апертурные антенны, вибраторы, патч-антенны и т.д. [5-6]. По ряду параметров отдельные варианты апертурных антенных элементов обладают преимуществами, в частности возможностью изготовления из доступных и недорогих материалов.

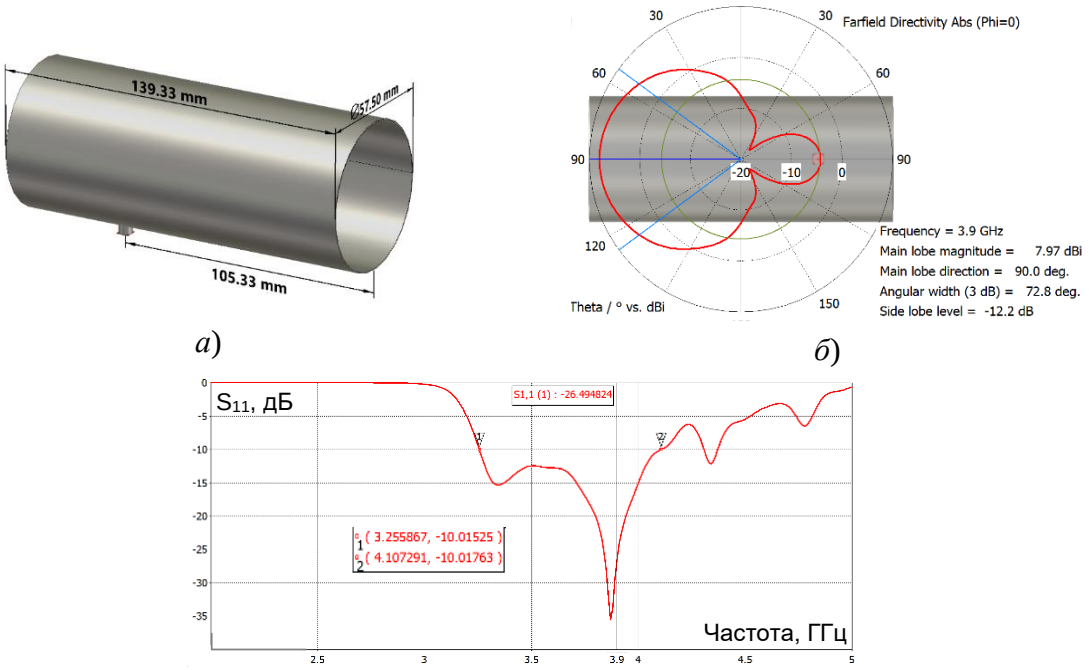
Одним из подходов к созданию излучателей подобного типа является технология банктенн, при которой в качестве формирующего излучение открытого конца волновода применяются стандартные алюминиевые банки. Они обладают гладкой внутренней поверхностью и отличаются высокой повторяемостью геометрических размеров, что предполагает возможность их массового использования в качестве элементов антенных решеток. Исследованию излучающих свойств банктенн посвящено множество работ [7-14]. Так, в [7,8] рассмотрены базовые принципы реализации антенных элементов на основе банктенн, а также акцентировано внимание на способности алюминиевых банок обеспечивать широкий диапазон излучения. В [9] показана возможность формирования на основе банктенн апертурных антенных элементов относительно больших габаритов. Применение ступенчатых антенных элементов позволило расширить диапазон рабочих частот, что особенно востребовано в современных системах связи. Особенностями подобного типа апертурных антенн является также простота их модификации, как это показано в [10,11].

В докладе рассматривается и апробируется возможность реализации плоской антенной решетки диапазона СВЧ на основе открытых волноводов, реализованных по технологии банктенн.

2. Реализация антенной решетки и оптимизация ее диаграммы направленности

В качестве излучателя антенной решётки, как отмечалось ранее, имеет смысл использовать открытый цилиндрический волновод. Заметим, что подобные излучатели требуют высокой точности изготовления и наличия гладкой внутренней поверхности. Использование технологии банктенн [12-15] позволяет реализовать такой излучатель на основе стандартной металлической банки, которые массово производятся для напитков. В качестве базового элемента выбрана банка объёмом 355 мл или 12 унций производства известной компании длиной 156 мм и диаметром 57 мм. Такие банки отличаются высокой точностью изготовления, толщиной стенок около 0.25 мм, а также наличием внешнего полимерного покрытия. Это покрытие обеспечивает конструкции дополнительную гибкость и прочность, что является важным преимуществом антенного элемента. Базовый антенный элемент в виде банктенны предназначен для обеспечения высокоэффективного излучения на частоте 3.9 ГГц. Поскольку используется банка стандартного размера, настройка на рабочую частоту может выполняться за счет оптимизации положения питающего элемент коаксиального зонда, а также его длины [14]. Основные характеристики оптимизированного базового антенного элемента представлены на рис. 1. Моделирование антенного элемента, а также антенных решеток на его основе выполнено в профессиональном пакете «CST Studio Suite».

Полученная банктенна проста в реализации, укорочение конструкции банктенны по сравнению с исходной длиной банки со 156 мм до 139.3 мм вызвано необходимостью устранения выемки на дне банки. Зонд для возбуждения излучателя установлен на расстоянии $1.37 \cdot \lambda = 105$ мм от раскрыва (λ –длина волны излучения, соответствующая частоте 3.9 ГГц) и обладает длиной $¼ \cdot \lambda = 19.4$ мм, отсчитываемой от боковой поверхности, что позволило обеспечить диапазон рабочих частот от 3.3 до 4.1 ГГц по уровню коэффициента стоячей волны (КСВ), соответствующего двум. Уровень модуля коэффициента отражения банктенны на частоте 3.9 ГГц составляет «минус» 26.5 дБ, что соответствует КСВ, равному 1.1. Реализация элемента решетки в виде банктенны позволило обеспечить осесимметричную ДН с КНД в направлении максимального излучения, равным около 8 дБ, при максимальном уровне боковых лепестков «минус» 12.2 дБ. Коэффициент полезного действия излучателя в указанном диапазоне частот составляет не хуже 84 %.

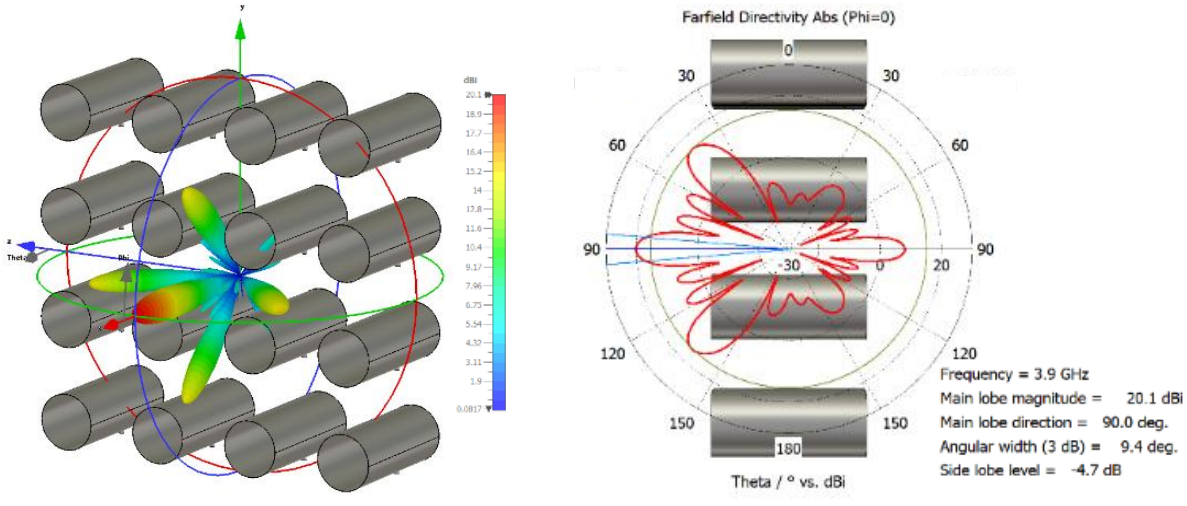


а) *б*) *в*)

Рис. 1. Характеристики элемента решетки – банктенны: *а*) геометрия конструкции; *б*) ДН; *в*) частотная зависимость коэффициента отражения

С использованием разработанного излучателя сформирована плоская антенная решетка 4×4, состоящая из 16 идентичных элементов, синфазно возбуждаемых токами одинаковой амплитуды. Поскольку диаметр банктенны равен $0.75 \cdot \lambda = 57.5$ мм и между элементами антенной решетки предусмотрен технологический зазор (для облегчения фиксации элементов и прокладки линий питания) величиной $0.62 \cdot \lambda = 47.5$ мм, то фактическое расстояние между фазовыми центрами элементов в антенной решетке составило $1.37 \cdot \lambda = 105$ мм. Заметим, что антенная решетка с подобным расстоянием между излучающими элементами относится к категории разреженных решеток с вытекающими из этого обстоятельства последствиями [16-17].

На рис. 2 приведены характеристики синфазной равноамплитудной антенной решетки, сформированной из 16 оптимизированных на частоте 9.2 ГГц банктенн.

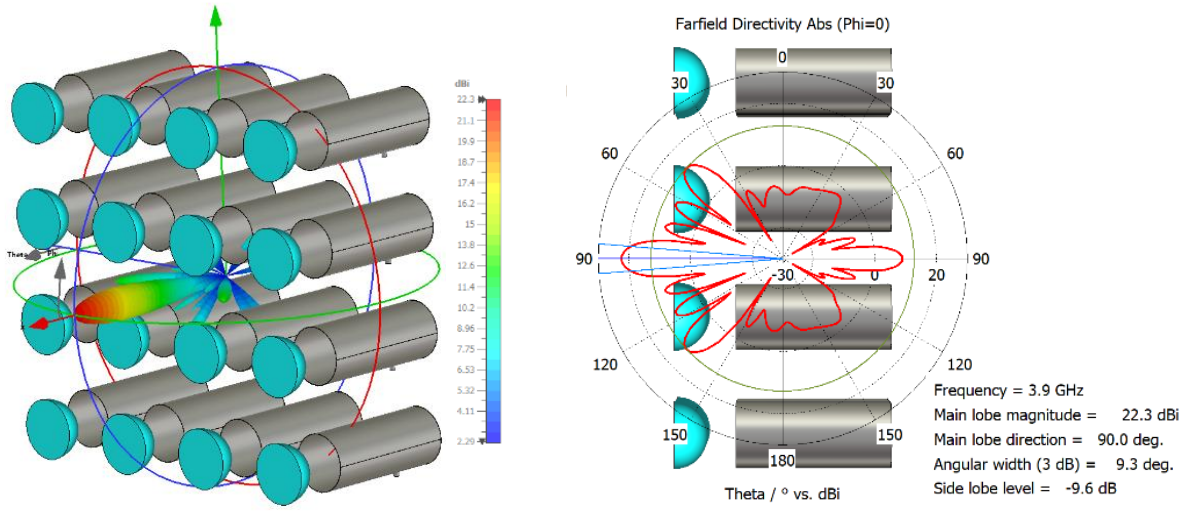


а) *б*)

Рис. 2. Диаграмма направленности синфазной равноамплитудной решетки банктенн: *а*) в виде поверхности; *б*) в сечении с измеренными вторичными показателями

Из рис. 2 следует, что разреженная равноамплитудная антенная решетка из 16-ти банктенн формирует направленное излучение строго по нормали к плоскости раскрыва решетки с КНД, составляющим 20.1 дБ. Однако максимальный уровень боковых лепестков ДН составляет всего «минус» 4.7 дБ, что не позволяет обеспечить высокий уровень помехозащищенности и является следствие разреженности антенной решетки.

Для частичного подавления боковых лепестков, а также повышения уровня КНД излучающей системы из банктенн предложено использовать дополнительную решетку из однородных линз, каждая из которых представляет собой полусферу диаметром $0.78 \cdot \lambda = 60$ мм, устанавливаемую строго по центру банктенны на незначительном удалении от раскрыва и выполненную из однородного диэлектрического материала. Материал линз характеризуется относительной диэлектрической проницаемостью, равной 2.8, и тангенсом угла диэлектрических потерь 10^{-6}. На рис. 3 приведена ДН антенной решетки с линзовой структурой, а также ее вторичные показатели.



а) *б*)

Рис. 3. Диаграмма направленности антенной решетки банктенн с линзовой структурой: *а*) в виде поверхности; *б*) в сечении с измеренными вторичными показателями

Представленные на рис. 3 результаты моделирования показывают, что применение системы линз позволило повысить направленные свойства антенной решетки на 2.2 дБ, при этом максимальный уровень боковых лепестков уменьшился почти на 5 дБ. Таким образом, применение однородных линз позволяет обеспечить выравнивание волновых фронтов, что приводит к более высоконаправленному излучению решетки со сниженным уровнем боковых лепестков ДН. Заметим, что для оптимизации характеристик излучения разреженной антенной решетки за счет введения в нее системы линз, требуется освоить технологии аддитивного производства для изготовления подобных компонентов антенной системы. Для изготовления линз целесообразно использовать пластик ABS для 3D-печати, совокупная масса которого для реализации 16-ти линз составила 0.8 кг при стандартной цене 900 руб./кг.

3. Экспериментальное исследование макета оптимизированной антенной решетки

Для подтверждения полученных при моделировании результатов изготовлен и исследован макет антенной решетки на основе 16 банок, образующих излучающий массив. Каждый антенный элемент формировался на основе стандартной алюминиевой банки указанных выше размеров за счет выполнения отверстия в зоне размещения

зонда, удаления донышка и восстановления отражающей задней стенки введением печатной круглой вставки с проводящим покрытием в виде скотча. Питающий зонд при этом крепился с использованием гайки, так как пайка к алюминию затруднена. После формирования излучающих антенных элементов выполнялись тестовые измерения характеристик каждого излучателя и их настройка для обеспечения максимально близких характеристик и уровней согласования по величине коэффициента отражения от «минус» 25 до «минус» 20 дБ. Для запитывания элементов антенной решетки использован делитель Уилкинсона 1:16 с согласующими резисторами 50.9 Ом, а в роли коаксиальных линий применены кабели Rg-402. Изготовленный макет плоской антенной решетки с линзовой системой показан на рис. 4 в двух проекциях.

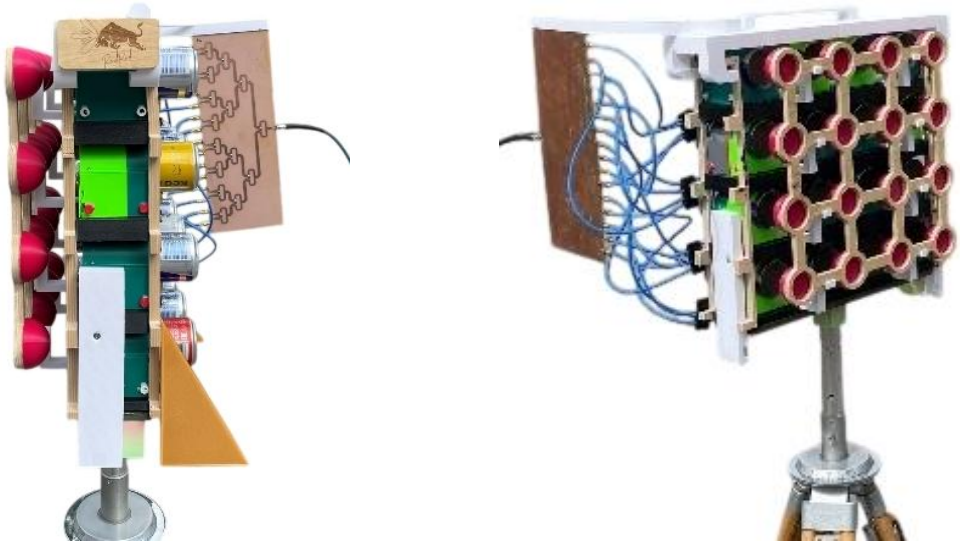
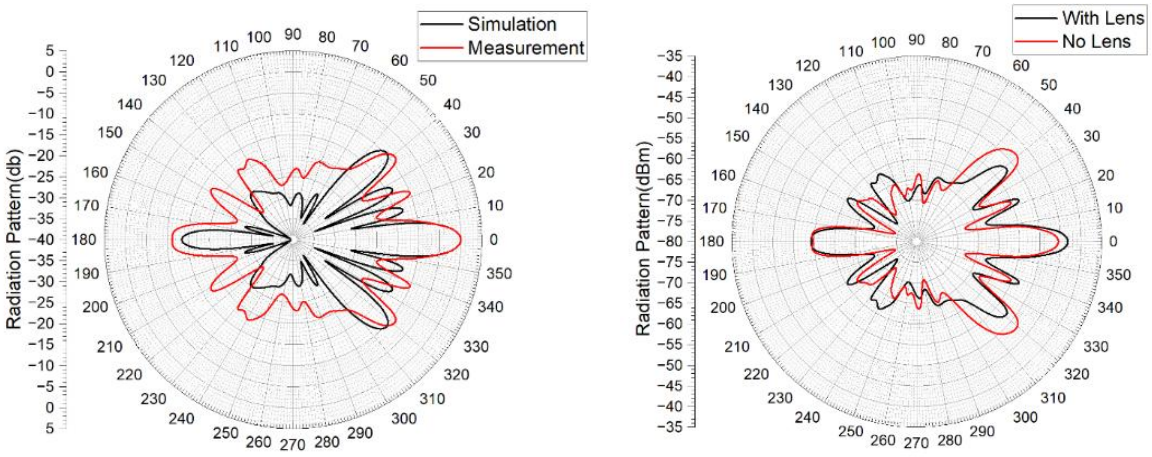


Рис. 4. Макет оптимизированной антенной решетки банктенн с линзовой системой

Для измерения диаграммы направленности и вторичных показателей макета антенной решетки банктенн использован стандартный высокочастотный генератор сигналов АКИП-3209 и анализатор спектра АКИП-4213/1. Результаты исследования макета антенной решетки банктенн показаны на рис. 5. Заметим, что экспериментальное исследование выполнено для двух случаев: использования линзовой системы для оптимизации характеристик антенной решетки и без нее.



а) *б*)

Рис. 5. Диаграммы направленности макета антенной решетки: *а*) результаты моделирования и измерения; *б*) с системой линз и без линз

Полученные результаты показывают, что разработанный макет обладает характеристиками схожими с моделью. Экспериментальное исследование однозначно доказывает, что использование разработанной линзовой системы, оптимизированной применительно к разреженной плоской равноамплитудной антенной решетке банктенн, гарантирует увеличение КНД на 2 дБ и снижение уровня боковых лепестков ДН на 5 дБ. Отклонения ДН вызваны отражениями от окружающих объектов.

4. Заключение

Установлено, что плоская антенная решетка может быть реализована на основе цилиндрических волноводов, в роли которых выступают стандартные алюминиевые банки. Расстояние между элементами такой антенной решетки банктенн в диапазоне СВЧ, как правило, превышает длину волны излучения. Для минимизации уровня бокового излучения разреженной антенной решетки использована система однородных диэлектрических линз. На основе высокоточного полноволнового трехмерного моделирования и последующего экспериментального исследования изготовленного макета антенной решетки доказано, что применение линзовой системы позволяет снизить более чем в три раза уровень боковых лепестков ДН решетки и более чем в 1.5 раза увеличить коэффициент направленного действия антенной системы. Показано, что для формирования однородных диэлектрических линз целесообразно использовать аддитивные технологии, а линзы могут быть выполнены из ABS-пластика.

Технология банктенн обладает рядом преимуществ, такими как широкий диапазон рабочих частот, компактность, повышенная надежность, возможность адаптации под различные стандарты, что делает её перспективной для использования в современной профессиональной радиоэлектронике.

Литература

1. Кольцов Ю. В. Антенные решетки в эпоху 5G. Часть 1. Разработки, ставшие классическими // Антенны, 2022, № 5(279). – С. 5-29.
2. Шишлов А. В. Активные фазированные антенные решетки – состояние и тенденции развития / А. В. Шишлов, В. В. Денисенко, Б. А. Левитан, С. А. Топчиев, А. М. Шитиков // Журнал радиоэлектроники, 2023, № 1. – DOI 10.30898/1684-1719.2023.1.5
3. Тимошенко А. В. Современное состояние и задачи совершенствования методических основ построения антенных решеток беспилотных радиотехнических комплексов / А. В. Тимошенко, С. Н. Разиньков, О. Э. Разинькова, Р. В. Громов // Воздушно-космические силы. Теория и практика, 2020, № 14. – С. 63-83.
4. Ostankov A. Phased antenna array synthesis technique employing special directional patterns and demonstrating improved performance / A. Ostankov, A. Ryabchunov, S. Dachian, A. Makarov, M. Slepneva // International Journal on Communications Antenna and Propagation, 2022, Vol. 12, No. 3. – Pp. 218-227.
5. Федоров И. Б. Элементная база зеркальных антенн и фазированных антенных решеток радиотехнических систем / И. Б. Федоров, Г. П. Слукин, В. Н. Митрохин, В. М. Крехтунов // Антенны, 2016, № 8(228). – С. 84-98.
6. Задорожный В. В., Ларин А. Ю., Чиков Н. И. Современное состояние и перспективы развития излучающих систем активных фазированных антенных решеток // Антенны, 2022, № 1(275). – С. 5-25.
7. Yi H. H., Soe E. P. 5.8 GHz Cantenna radar // International Journal of Scientific and Research Publications (IJSRP), 2019, Vol. 9, No. 3. – Pp. 406-410.
8. Reshma K., Naga H. D. S., Laxmi V. V. V. Enhancing the coverage area of Wi-Fi access point using Cantenna // International Journal for Scientific Research and Development, 2015, Vol. 3, No. 2. – Pp. 1026-1028.

9. Khan S. Building the largest Cantenna in Kansas: An interdisciplinary collaboration between engineering technology programs / S. Khan, G. Spaulding, Livengood D. et al. // 2007 ASEE Midwest Section Conference, 2007, 13.270.
10. Vijayalakshmi A., Shalo E. S., Oviya M.R. Enhancing the coverage area of Wi-Fi access point using Cantenna // International Journal of Advanced Research Trends in Engineering and Technology (IJARTET), 2016, No. 3. – Pp. 236-241.
11. Naktong W. Cantenna adjustment with 1×6 woodpile shaped EBG for application in goat manure moisture content and bulk density monitoring / W. Naktong, S. Prapakarn, N. Prapakarn, N. Wattikornsirikul // Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 126. – Pp. 49-62.
12. Lobo A. Implementation of Wi-Fi network in rural areas using Windbelt-Cantenna technology / A. Lobo, E. Mukwedeya, T. Kgati et al., 2010. – 39 p.
13. Dias R. Y. C. L., Liu T. Designing, measurement and analysis of a short range FMCW radar // 2019 4th International Conference on Electromechanical Control Technology and Transportation (ICECTT), Guilin, China, 2019. – Pp. 138-141.
14. Чернышев А. Ю., Останков А. В., Чепелев М. Ю. Характеристики банктенны при разном положении возбуждающего зонда // Вестник Воронежского института ФСИН России, 2025, № 4. – С. 22-28.
15. Yoshida K. 2.45-GHz Wireless power transmitter with dual-polarization-switching Cantenna for LED accessories / K. Yoshida N. Kashiyama, M. Kanemoto et al. // 2019 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC), London, UK, 2019. – Pp. 371-374.
16. Ostankov A. Potentially achievable levels of lateral radiation of an equal-amplitude nonuniformly-filled array / A. Ostankov, K. M. San, O. Chernoyarov, S. Pergamenchtchikov // Proceedings of the 13th International Conference on Measurement, MEASUREMENT 2021 : 13, Virtual, Smolenice Castle, 2021. – Pp. 216-219.
17. Chernoyarov O. V. A simple method for increasing the equal-amplitude non-uniform linear thinned array directivity / O. V. Chernoyarov, A. V. Salnikova, I. A. Kirpicheva, A. V. Ostankov // 2019 5th International Conference on Frontiers of Signal Processing, ICFSP 2019 : 5, Marseille, 2019. – Pp. 117-120.

REFERENCES

1. Koltsov, Yu. V. Antenna arrays in the 5G era. Part 1. Developments that have become classics // Antennas, 2022, No. 5 (279). – Pp. 5-29.
2. Shishlov A. V. Active phased antenna arrays – status and development trends / A. V. Shishlov, V. V. Denisenko, B. A. Levitan, S. A. Topchiev, A. M. Shitikov // Journal of Radio Electronics, 2023, No. 1. – DOI 10.30898/1684-1719.2023.1.5
3. Timoshenko, A. V. Current state and tasks of improving the methodological foundations for constructing antenna arrays of unmanned radio-technical systems / A. V. Timoshenko, S. N. Razinkov, O. E. Razinkova, R. V. Gromov // Aerospace Forces. Theory and Practice, 2020, No. 14. – Pp. 63-83.
4. Ostankov, A. Phased antenna array synthesis technique employing special directional patterns and demonstrating improved performance / A. Ostankov, A. Ryabchunov, S. Dachian, A. Makarov, M. Slepneva // International Journal on Communications Antenna and Propagation, 2022, Vol. 12, No. 3. – Pp. 218-227.
5. Fedorov, I. B. Element base of mirror antennas and phased antenna arrays of radio engineering systems / I. B. Fedorov, G. P. Slukin, V. N. Mitrokhin, V. M. Krekhtunov // Antennas, 2016, No. 8 (228). – Pp. 84-98.
6. Zadorozhny, V. V., Larin, A. Yu., Chikov. N. I. Current state and development prospects of radiating systems of active phased antenna arrays // Antennas, 2022, No. 1 (275). – Pp. 5-25.

7. Yi, H. H., Soe, E. P. 5.8 GHz cantenna radar // International Journal of Scientific and Research Publications (IJSRP), 2019, Vol. 9, No. 3. – Pp. 406-410.
8. Reshma, K., Naga, H. D. S., Laxmi, V. V. V. Enhancing the coverage area of Wi-Fi access point using Cantenna // International Journal for Scientific Research and Development, 2015, Vol. 3, No. 2. – Pp. 1026-1028.
9. Khan, S. Building the largest Cantenna in Kansas: An interdisciplinary collaboration between engineering technology programs / S. Khan, G. Spaulding, Livengood D. et al. // 2007 ASEE Midwest Section Conference, 2007, 13.270.
10. Vijayalakshmi, A., Shalo, E. S., Oviya, M.R. Enhancing the coverage area of Wi-Fi access point using Cantenna // International Journal of Advanced Research Trends in Engineering and Technology (IJARTET), 2016, No. 3. – Pp. 236-241.
11. Naktong, W. Cantenna adjustment with 1×6 woodpile shaped EBG for application in goat manure moisture content and bulk density monitoring / W. Naktong, S. Prapakarn, N. Prapakarn, N. Wattikornsirikul // Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 126. – Pp. 49-62.
12. Lobo, A. Implementation of Wi-Fi network in rural areas using Windbelt-Cantenna technology / A. Lobo, E. Mukwedeya, T. Kgati et al., 2010. – 39 p.
13. Dias, R. Y. C. L., Liu, T. Designing, measurement and analysis of a short range FMCW radar // 2019 4th International Conference on Electromechanical Control Technology and Transportation (ICECTT), Guilin, China, 2019. – Pp. 138-141.
14. Chernyshev, A. Yu., Ostankov, A. V., Chepelev, M. Yu. Characteristics of the Cantenna at different positions of the excitation probe // Bulletin of the Voronezh Institute of the Federal Penitentiary Service of Russia, 2025, No. 4. – Pp. 22-28.
15. Yoshida, K. 2.45-GHz Wireless power transmitter with dual-polarization-switching Cantenna for LED accessories / K. Yoshida N. Kashiyama, M. Kanemoto et al. // 2019 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC), London, UK, 2019. – Pp. 371-374.
16. Ostankov, A. Potentially achievable levels of lateral radiation of an equal-amplitude nonuniformly-filled array / A. Ostankov, K. M. San, O. Chernoyarov, S. Pergamenchtchikov // Proceedings of the 13th International Conference on Measurement, MEASUREMENT 2021 : 13, Virtual, Smolenice Castle, 2021. – Pp. 216-219.
17. Chernoyarov, O. V. A simple method for increasing the equal-amplitude non-uniform linear thinned array directivity / O. V. Chernoyarov, A. V. Salnikova, I. A. Kirpicheva, A. V. Ostankov // 2019 5th International Conference on Frontiers of Signal Processing, ICFSP 2019 : 5, Marseille, 2019. – Pp. 117-120.

ИССЛЕДОВАНИЕ СВОЙСТВ РАДИОПРОЗРАЧНОСТИ КОНСТРУКТИВОВ, ПОЛУЧЕННЫХ МЕТОДОМ АДДИТИВНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

В.А. Чуклин, Р.В. Герцен, А.И. Воронкова, Д.А. Аглиулина

АО «ОНИИП», Омск, Российская Федерация

Аннотация. В данной работе рассмотрено каким образом изменение материала образцов, изготавливаемых методами аддитивных технологий, позволяет получить прочные детали с необходимыми для радиоэлектронных устройств требованиями к радиопрозрачности. Исследовано влияние типов материалов печати на радиопрозрачные свойства радиоэлектронных устройств.

Ключевые слова: аддитивные технологии, 3D печать, диэлектрическая проницаемость, радиопрозрачность, метод послойного наплавления, механические свойства.

THE RADIOTRANSPARENCY STUDY OF STRUCTURES MANUFACTURED BY ADDITIVE TECHNOLOGIES

V. A. Chuklin, R. V. Herzen, A.I. Voronkova, D.A. Agliulina

JSC ONIIP, Omsk, Russian Federation

Abstract. The present work analyses how variations in the material composition of additively manufactured samples enable the production of structurally robust components that comply with the radio-transparency specifications required for radio-electronic applications. A comprehensive evaluation of the influence of printing material types on radio-transparent properties is provided.

Keywords: additive technologies, 3D printing, dielectric permittivity, radiotransparency, fused deposition method, mechanical properties.

1. Введение

Технологии аддитивного производства позволяют предприятиям выводить изделия на рынки сбыта в возможно короткие сроки по сравнению с классическими технологиями подготовки, проектирования и изготовления изделий. Аддитивные технологии позволяют эффективно и быстро создавать геометрически сложные формы и изделия, являясь инновационным подходом для создания компактных беспилотных летательных аппаратов, разработке биоразлагаемых медицинских имплантов, антенных кожухов, уровень радиопрозрачности компонентов которых необходимо тем или иным путем корректировать.

Роль разных технологий 3D−печати в создании электронных устройств в значительной мере определяется используемыми базовыми материалами, состав и свойства которых можно варьировать, например, путем использования различных полимеров или введения в них различных наполнителей, путем приготовления суспензий на основе различных частиц и т.д. Путём добавления различных наполнений/частиц в филаменты и смолы можно добиться определённых прочностных, оптических, весовых и прочих характеристик, предъявляемых к тому или иному узлу.

2. Современные методы 3D печати

Технологии аддитивного производства включают в себя множество методов для осуществления изготовления деталей и узлов. В зависимости от выбранного метода и технологии 3D печати мы можем получить изделия, обладающие различным функционалом, а также свойствами, присущими определенной сфере применения. С появлением новых технологий аддитивного производства растет и количество применяемых базовых материалов.

Среди самых распространенных методов 3D печати можно выделить экструзионный и порошковый метод, а также метод полимеризации фотополимеров.

Самой простой в освоении является технология 3D печати FDM - моделирование методом послойного наплавления. Затраты на приобретение промышленных единиц оборудования существенно ниже технологий порошкового спекания лазером, позволяющих осуществлять печать индустриальными материалами.

3. Проведение исследований методом печати FDM

Для данного исследования был выбран метод изготовления деталей и узлов – FDM, который представляет из себя формирование послойного наплавления термопластичными материалами. Ассортимент материалов для FDM печати является самым широким среди других доступных технологий. Эта особенность является главной отличительной чертой технологии 3D-печати методом послойного наплавления. Для печати используют, как правило, термопластики, либо композитные материалы, содержащие различные добавки.

С целью исследования свойств радиопрозрачности материалов был осуществлен выбор соответствующих материалов: ABS, PETG, ASA, HIPS, PLA, BfCarbon производителя Bestfilament, ABS+CF15 производителя REC и имеют следующие характеристики.

Материал ABS:
Предел прочности при изгибе (МПа) 65.
Ударная вязкость (кДж/м^2) 10-15.
Теплостойкость (°С) 85-100.
Предел прочности при растяжении (МПа) 40-50.
Плотность (г/см^3) 1,04.
Твердость R105-R110.
Модуль упругости (ГПа) 2,1.
Материал PETG:
Предел прочности при изгибе (МПа) 70-80.
Ударная вязкость (кДж/м^2) 6-8.
Теплостойкость (°С) 70-80.
Предел прочности при растяжении (МПа) 50-60.
Плотность (г/см^3) 1,29.
Твердость R106-R108.
Модуль упругости (ГПа) 2,0-2,2.
Материал ASA:
Предел прочности при изгибе (МПа) 65-76.
Ударная вязкость (кДж/м^2) 18.
Теплостойкость (°С) 90-110.
Предел прочности при растяжении (МПа) 43.
Плотность (г/см^3) 1,08.

Твердость R112.
Модуль упругости (ГПа) 2,1.
Материал HIPS:
Предел прочности при изгибе (МПа) 37,6.
Ударная вязкость (кДж/м^2) 10-15.
Теплостойкость (°С) 90.
Предел прочности при растяжении (МПа) 16,4.
Плотность (г/см^3) 1,05.
Твердость L79.
Модуль упругости (ГПа) 1,35.
Материал PLA:
Предел прочности при изгибе (МПа) 56.
Ударная вязкость (кДж/м^2) 5,62.
Теплостойкость (°С) 55-60.
Предел прочности при растяжении (МПа) 34,8.
Плотность (г/см^3) 1,25.
Твердость R70-R90.
Модуль упругости (ГПа) 1,32.
Материал ABS+CF15:
Предел прочности при изгибе (МПа) 74,8.
Ударная вязкость (кДж/м^2) 141,52.
Теплостойкость (°С) 100.
Предел прочности при растяжении (МПа) 35,52.
Плотность (г/см^3) 1,11.
Твердость R108.
Модуль упругости (ГПа) 2,5-3,0.
Материал BfCarbon:
Предел прочности при изгибе (МПа) 98.
Ударная вязкость (кДж/м^2) 15,5.
Теплостойкость (°С) 120.
Предел прочности при растяжении (МПа) 85.
Плотность (г/см^3) 1,24.
Твердость R110-R115.
Модуль упругости (ГПа) 2,5.

После разработки и подготовки 3D-моделей к печати, методом послойного наплавления был изготовлен всего 21 образец деталей (из 7-ми типов материалов по 3 образца в партии). Образцы были напечатаны на принтере RAISE 3D Pro 3 на типовых режимах, рекомендуемых производителем материалов. Степень заполнения всех деталей 100%.

Следующим шагом после изготовления были определены параметры относительной диэлектрической проницаемости ε и тангенса угла диэлектрических потерь tg δ. Измерения значений диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь осуществлялись методом металлодиэлектрического резонатора в соответствии с ГОСТ Р 8.623, с помощью анализатора цепей.

Определение тангенса угла диэлектрических потерь tg δ заключается в измерении активного сопротивления потерь и реактивного сопротивления. Определение диэлектрической проницаемости ε заключается в измерении мнимой части диэлектрической проницаемости. Полученные значения были добавлены в таблицу 1.

Таблица 1. Степень заполнения конструктива и значения измерений электрических параметров пластика

№	Тип паттерна	Материал	Номер образца	% степени заполнения	Частота, Гц	tg δ	ε
1	Без паттернов	ABS	1	100	10^6	0,0062	2,52
2			2			0,0067	2,70
3			3			0,0065	3,10
4		ASA	1			0,0085	3,15
5			2			0,0092	3,32
6			3			0,0089	3,21
7		PETG	1			0,0037	2,50
8			2			0,0039	2,56
9			3			0,0042	2,90
10		HIPS	1			0,00002	2,52
11			2			0,0004	2,36
12			3			0,0003	2,78
13		CF15	1			0,0064	2,54
14			2			0,0072	2,54
15			3			0,0063	2,63
16		PLA	1			0,0085	3,22
17			2			0,0098	3,21
18			3			0,0075	3,40
19		BfCarbon	1			0,0082	2,50
20			2			0,0097	2,64
21			3			0,0084	2,93

В данном исследовании были определены значения, которые следуют учесть при проектировании деталей и узлов, изготавливаемых методом послойного наплавления. Самые оптимальные значения были зафиксированы на конструктивах в которых обеспечивались следующие параметры: тангенс угла диэлектрических потерь tg δ = 0,0002 и tg δ = 0,0037 (материал HIPS и PETG).

4. Заключение

Результаты исследования показывают возможность применения аддитивных технологий, в частности метода печати FDM, при разработке и изготовлении радиоэлектронных устройств и антенн. В случае, когда необходимо получить прочный конструктив, возможно применение ABS пластика и пластика, усиленного углеволокном BfCarbon. Анализ исследований позволяет сделать следующие выводы. Основными факторами, влияющими на радиопрозрачность элементов изготавливаемых с использованием аддитивных технологий, являются:

- выбор основного конструкционного материала;
- введение наполнителей в полимерную матрицу;
- изменение процента заполнения при печати изделия;
- выбор паттерна заполнения.

Литература

1. Сергеева В. С., Бысова Т. В., Смирнов В. А., Поначугин А. В. Проблемы применения методов 3D-моделирования и 3D-печати в науке и производстве // Экономика и управление: проблемы, решения. 2021. Т. 4, № 10. С. 31-36.

2. Гуренко А. В. Применение композитных материалов в конструкции современных беспилотных летательных аппаратов //Актуальные исследования. – 2024. – №. 31 (213). – С. 15-21.
3. Chang C.T., Chen H.T., Girsang S.P., Chen Y. M., Wan D., Shen S.H., Wang J. 3D-printed radiopaque polymer composites for the in situ monitoring of biodegradable medical implants// Applied Materials Today. 2020.
4. Toursangsaraki M. A review of multi--material and composite parts production by modified additive manufacturing methods // https://arxiv.org/ftp/arxiv/papers/1808/1808.01861.pdf. 2018.
5. Arikan N. A. A short review of production with 5D and 6D // Conference: 3rd Rumeli Engineering Education Symposium. June 22-23. 2023. Silivri. Istanbul.
6. Толочко Н., Ланин В.Л. 3D-печать в электронике//Электроника: Наука, технология, бизнес. 2020. №6 (197). С.124-133.
7. Демиденко Е. В., Кузьмин С. В., Кирик Д. И. 3D печать антенно-фидерных устройств с использованием полимерных материалов //Электроника и микроэлектроника СВЧ. – 2018. – Т. 1. – С. 491-495.
8. Haleem, A., Javaid, M. Expected applications of five-dimensional (5D) printing in the medical field // Current Medicine Research and Practice. 2019. Vol. 9, no. 5. P. 208–209.
9. Sadiq H. A. J., Patil P. P. Review on 4D and 5D printing technology // International Research Journal of Engineering and Technology. – 2020. – Т. 7. – №. 6. – С. 744-751.
10. Талипов К. О., Шалыгин С. В., Чуклин В.А. Обзор методов учета напряженно-деформированного состояния при проектировании деталей с использованием аддитивных технологий //Наука и практика: Актуальные вопросы, достижения И. – 2025. – С. 52.
11. Шалгунов С. И. и Трофимов А.Н., Соколов В.И., Морозова И.В., Прохорова Ю.С. Особенности проектирования и разработки радиопрозрачных обтекателей и укрытий, работающих в сантиметровом и миллиметровом диапазонах радиоволн //Новости материаловедения. Наука и техника. – 2014. – №. 3. – С. 6-6.
12. Сорокин А. Е., Беляев А.А., Краев И.Д., Ларионов С.А. Исследование радиотехнических характеристик двуматричных композитов на основе темплейтов, изготовленных с помощью 3D-печати //Труды ВИАМ. – 2021. – №. 10 (104). – С. 45-57.
13. Горошинкин М. В., Карташов А. К., Золинов В. А. Проверка электрических свойств изделий из АБС-пластика, изготовленных на 3D-принтере //Вызовы глобализации и развитие цифрового общества в условиях новой реальности. – 2023. – С. 129-135.
14. Старостенко С. Н., Розанов К. Н. Композитный экран с радиопрозрачностью, управляемой магнитным полем //Радиотехника и электроника. – 2014. – Т. 59. – №. 11. – С. 1125-1125.
15. Li Y., Thouas G. A., Chen Q. Z. Biodegradable soft elastomers: synthesis/properties of materials and fabrication of scaffolds //Rsc Advances. – 2012. – Т. 2. – №. 22. – С. 8229-8242.
16. Гюльмагомедов Н. Х., Балашов А. Ю., Евсеев Д. А. Применение 3D-печати при разработке конструкций, обладающих радиопрозрачными свойствами //Молодёжь и будущее авиации и космонавтики. – 2021. – С. 197-198.

REFERENCES

1. Sergeeva, V. S., Bysova, T. V., Smirnov, V. A., Ponachugin, A. V. Problems of applying 3D modeling and 3D printing methods in science and production // Economics and Management: Problems, Solutions, 2021. Vol. 4, No. 10. - Pp. 31-36.

2. Gurenko, A. V. Application of composite materials in the design of modern unmanned aerial vehicles // Current Research, 2024. No. 31 (213). - Pp. 15-21.
3. Chang, C. T., Chen, H. T., Girsang, S. P., Chen, Y. M., Wan, D., Shen, S. H., Wang J. 3D-printed radiopaque polymer composites for the in situ monitoring of biodegradable medical implants // Applied Materials Today, 2020.
4. Toursangsaraki, M. A review of multi-material and composite parts production by modified additive manufacturing methods, 2018.
5. Arikan, N. A. A short review of production with 5D and 6D // Conference: 3rd Rumeli Engineering Education Symposium. June 22-23. 2023. Silivri. Istanbul.
6. Tolochko, N., Lanin, V. L. 3D printing in electronics // Electronics: Science, Technology, Business, 2020. No. 6 (197). - Pp. 124-133.
7. Demidenko, E. V., Kuzmin, S. V., Kirik, D. I. 3D printing of antenna-feeder devices using polymer materials // Electronics and Microwave Microelectronics, 2018. Vol. 1. - Pp. 491-495.
8. Haleem, A., Javaid, M. Expected applications of five-dimensional (5D) printing in the medical field // Current Medicine Research and Practice, 2019. Vol. 9, No. 5. - Pp. 208-209.
9. Sadiq, H. A. J., Patil, P. P. Review on 4D and 5D printing technology // International Research Journal of Engineering and Technology, 2020. Vol. 7, No. 6. - Pp. 744-751.
10. Talipov, K. O., Shalygin, S. V., Chuklin, V. A. Review of methods for accounting for stress-strain state in part design using additive technologies // Science and Practice: Current Issues, Achievements, 2025. – 52 p.
11. Shalgunov, S. I., Trofimov, A. N., Sokolov, V. I., Morozova, I. V., Prokhorova, Yu. S. Design and development features of radio-transparent radomes and covers operating in centimeter and millimeter wavebands // Materials News. Science and Technology, 2014. No. 3. – 6 p.
12. Sorokin, A. E., Belyaev, A. A., Kraev, I. D., Larionov, S. A. Study of radio engineering characteristics of dual-matrix composites based on templates manufactured using 3D printing // Proceedings of VIAM, 2021. No. 10 (104). - Pp. 45-57.
13. Goroshinkin, M. V., Kartashov, A. K., Zolinov, V. A. Testing electrical properties of ABS plastic products manufactured on a 3D printer // In Challenges of globalization and development of digital society in new reality, 2023. - Pp. 129-135.
14. Starostenko, S. N., Rozanov, K. N. Composite screen with magnetic field-controlled radio transparency // Radio Engineering and Electronics, 2014. Vol. 59, No. 11. - Pp. 1125-1125.
15. Li, Y., Thouas, G. A., Chen, Q. Z. Biodegradable soft elastomers: synthesis/properties of materials and fabrication of scaffolds // RSC Advances, 2012. Vol. 2, No. 22. - Pp. 8229-8242.
16. Gyulmagomedov, N. Kh., Balashov, A. Yu., Evseev, D. A. Application of 3D printing in the development of structures with radio-transparent properties // Youth and the Future of Aviation and Cosmonautics, 2021. - Pp. 197-198.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ ДВУМЕРНЫХ РЕЗОНАНСНЫХ РЕШЕТОК В КВАЗИСТАТИЧЕСКОМ ПРИБЛИЖЕНИИ

В.В. Ахияров[1], Е.А. Ищенко[2], Ю.Г. Пастернак[2], Д.К. Проскурин[2]

[1]АО НПОДАР, Москва, Россия
[2]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В данной работе представлены результаты исследования двух типов резонансных решеток с элементами в виде квадратной петли или квадратной щели. Показано, что при падении плоской волны по нормали к решетке наблюдается соответствие аналитических и численных расчетов при условии, что длина волны более чем в три раза превышает период решетки.

Ключевые слова: двумерные решетки; квазистатическое приближение; входной импеданс; коэффициенты отражения и прохождения.

RESULTS OF THE STUDY OF TWO-DIMENTIONAL RESONANT GRATINGS IN THE QUASI-STATIC APPROXIMATION

V.V. Akhiyarov[1], E.A. Ischenko[2], Yu.G. Pasternak[2], D.K. Proskurin[2]

[1]Long-Range Radar, JSC, Moscow, Russia
[2]Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. This paper presents the results of a study of two types of resonant gratings with elements shaped like a square loop or a square slot. It is shown that for a plane wave incident normally to the grating, analytical and numerical calculations agree, if the wavelength is more than three times the grating period.

Keywords: two-dimensional gratings; quasi-static approximation; input impedance; reflection and transmission coefficients.

1. Введение

Частопериодические металлические решетки используются для создания метаповерхностей в СВЧ-диапазоне, поэтому задача аналитического расчета их импеданса в квазистатическом приближении ранее уже неоднократно рассматривалась [1, 2, 3, 4]. При условии, что период решетки D намного меньше длины волны λ, можно считать, что амплитуды и фазы отраженных и прошедших волн зависят только от плотности тока, усредненного по поверхности решетки, в этом случае падающая плоская волна остается плоской при ее отражении и прохождении сквозь решетку. Также отметим, что в [4] было установлено соответствие между импедансным [5] и периодическим [6] граничными условиями для частопериодических решеток, что позволяет вычислять коэффициенты отражения и прохождения с использованием простых аналитических формул [5, 7].

Задача электродинамического расчета двумерных металлических решеток из индуктивных лент или емкостных патчей была рассмотрена в [2, 4, 9, 10]. В данной работе представлены результаты аналогичных исследований двумерных решеток с элементами в виде квадратной петли или квадратной щели. Случай наклонного падения на решетки также уже неоднократно исследовался [2, 4, 8, 9], поэтому в данной работе для простоты ограничимся случаем нормального падения, зависимость поля от времени выбрана в виде $\exp(+j\omega t)$.

2. Аналитическое вычисление импеданса решеток

На рис.1.а, б представлены рассмотренные ранее [2, 4, 9] двумерная индуктивная решетка из тонких металлических лент и дополнительная к ней решетка из емкостных патчей. Границы применимости квазистатического приближения для таких решеток были подробно исследованы в [4]. В частности, было показано, что возможность использования простых аналитических формул существенно зависит от угла падения ϕ_0 плоской волны, который отсчитывается от нормали к решетке. Для угла падения $\phi_0 = 60^0$ было получено:

- индуктивная решетка является изотропной и для нее выполняется квазистатическое приближение при условии $D \le \lambda/6$;
- для емкостной решетки аналогичному результату соответствует условие $D \le \lambda/4$;
- при уменьшении угла падения соответствие аналитических и численных расчетов становится намного лучше: при нормальном падении ($\phi_0 = 0^0$) квазистатическое приближение выполняется даже при условии $D \sim \lambda/2$.

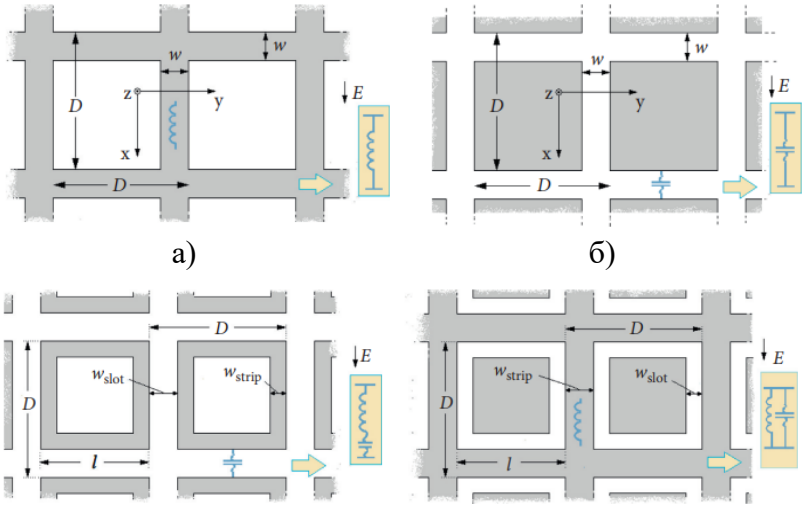


Рис.1. Типы металлических решеток и соответствующие им эквивалентные схемы [11]:
а) индуктивная (grid - *g*), б) емкостная (patch - *p*),
в) квадратная петля (square loop - *sl*), г) квадратная щель (square slot - *ss*)

Таким образом, требование $D << \lambda$ для аналитического расчета импеданса индуктивных и емкостных решеток является слишком жестким и его можно существенно снизить после сопоставления результатов аналитических и численных вычислений. Также отметим, что в случае нормального падения плоской волны исчезает зависимость импеданса от поляризации и расчетные соотношения для представленных на рис.1.а, б решеток принимают очень простой вид:

$$\eta_g = j\frac{\eta_{eff}}{2}\alpha, \quad \eta_p = -j\frac{\eta_{eff}}{2\alpha}. \qquad (1)$$

Индексы «*g*» и «*p*» в (1) соответствуют индуктивной и емкостной решетке, $\eta_{eff} = 120\pi/\sqrt{\varepsilon_{eff}}$ – эффективное волновое сопротивление среды, ε_{eff} – эффективная относительная диэлектрическая проницаемость [12], для решеток в свободном пространстве $\varepsilon_{eff} = 1$, α – параметр решетки:

$$\alpha = \frac{k_{eff} D}{\pi} \ln\left(\frac{1}{\sin(\pi w / 2D)}\right), \qquad (2)$$

где $k_{eff} = k_0 \sqrt{\varepsilon_{eff}}$, $k_0 = 2\pi/\lambda$.

Очевидно, что импеданс $\eta_{g,\,p}$ связан с эквивалентной индуктивностью L или емкостью C решетки:

$$\eta_g = j\omega L, \quad \eta_p = 1/j\omega C, \qquad (3)$$

где ω – круговая частота.

С учетом (3) можно определить погонную индуктивность и емкость рассматриваемых решеток:

$$L_i = \frac{L}{D} = \frac{\eta_{eff}}{2D\omega}\alpha, \qquad (4)$$

$$C_i = \frac{C}{D} = \frac{2\alpha}{D\omega\eta_{eff}}. \qquad (5)$$

Совершенно аналогичный подход можно использовать для решеток с элементами в виде квадратной петли и квадратной щели (см. рис.1.в, г), которые ранее также уже исследовались [11, 13]. Мы воспользуемся самой простой методикой расчета и будем считать, что импеданс решетки с элементами в виде квадратной петли определяется последовательным соединением импедансов индуктивной и емкостной решетки [11]:

$$\eta_{sl} = j\omega L' + \frac{1}{j\omega C'}, \qquad (6)$$

где $L' = l\,L_i$, $C' = l\,C_i$, $l = D - w$, w – ширина петли для решетки на рис.1.в (или щели для решетки на рис.1.г).

Для решетки с элементами в виде квадратной щели используется параллельное соединение импедансов [11]:

$$\frac{1}{\eta_{ss}} = \frac{1}{j\omega L'} + j\omega C', \qquad (7)$$

где L' и C' определяются точно так же, как и в предыдущем случае, для простоты будем считать, что ширина петли w_{strip} равна ширине щели w_{slot} (см. рис.1.в, г).

3. Результаты аналитических и численных расчетов для резонансных решеток

С использованием представленных выражений выполним аналитические и численные расчеты импеданса решеток с элементами в виде квадратной щели и квадратной петли при $D = 7{,}6$ *мм* и $w = 1{,}9$ *мм*. На рис.2 представлен один период решеток в канале Флоке. Видно, что решетки являются дополнительными, при этом $D/w = 4$.

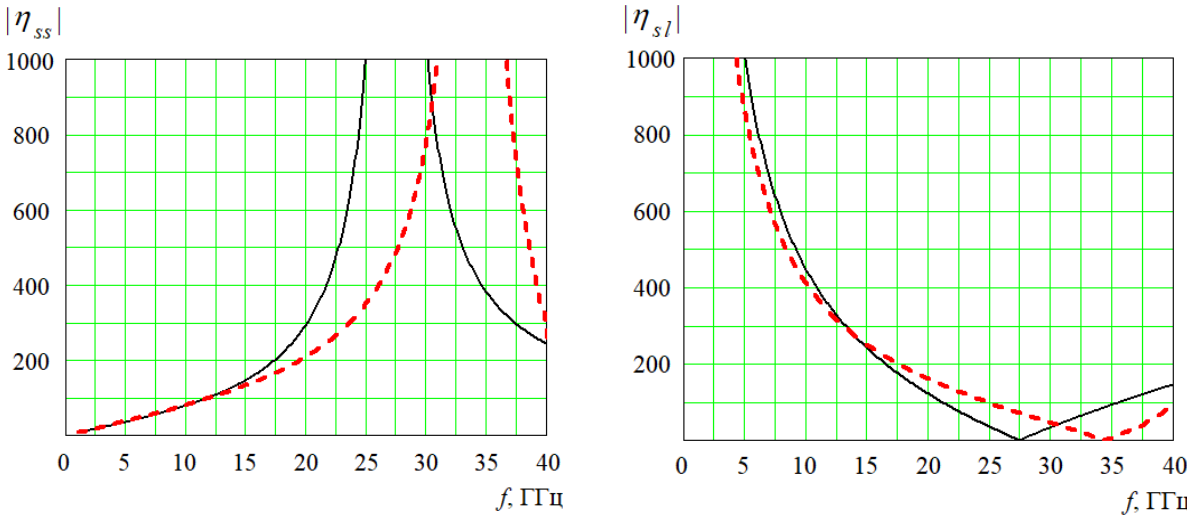


а) б)

Рис.2. Один период (ячейка) решетки из квадратных щелей (а) и квадратных петель (б) в канале Флоке

На рис.3.а, б показаны частотные зависимости импедансов рассматриваемых решеток. Как видно из представленных результатов, для решетки с элементами в виде квадратной щели соответствие аналитического и численного решения в канале Флоке наблюдается до ~13 ГГц, что соответствует $\lambda/D \approx 3$. Для решетки с элементами в виде квадратной петли получился аналогичный результат, хотя соответствие между теоретическими и численными расчетами оказалось существенно хуже.

Поскольку эквивалентными схемами для данных решеток являются параллельный и последовательный контуры (см. рис.1.в, г), такие решетки являются резонансными. Это означает, что существует вполне конкретное значение частоты, при которой наблюдается полное прохождение для решеток из квадратных щелей (*ss*) и полное отражение для решеток из квадратных петель (*sl*). Этой частоте соответствует максимум, либо минимум импеданса, а также длина волны, соизмеримая с периодом решетки. Положения максимумов и минимумов, полученные теоретически и численно, существенно различаются (сплошные и пунктирные линии на рис.3), что говорит о непригодности квазистатического приближения в резонансной области. Также отметим, что достаточно широкий размер щели (или петли) выбран для того, чтобы сместить область полного прохождения или отражения в сторону более высоких частот. Таким образом, увеличение *w* при фиксированном *D* позволяет расширить границу квазистатического приближения.



а) б)

Рис.3. Импеданс решетки из квадратных щелей (а) и квадратных петель (б).
Сплошные линии – аналитический расчет,
штриховые линии – численное решение в канале Флоке

При выполнении импедансного граничного условия и нормальном падении плоской волны на решетку коэффициенты отражения и прохождения определяются следующим образом:

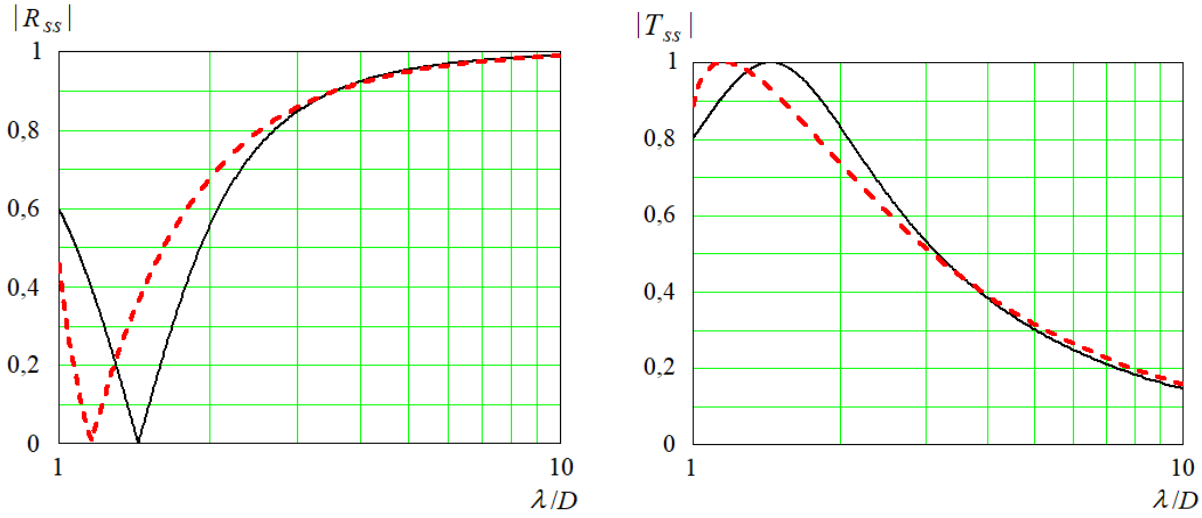
$$R = \frac{\eta_0 - \eta^{input}}{\eta_0 + \eta^{input}}, \quad T = 1 - R, \tag{8}$$

где η^{input} – входной импеданс решетки, полученный параллельным соединением свободного пространства с импедансом $\eta_0 = 120\pi$ и решетки:

$$\eta^{input} = \frac{\eta_{g,p,sl,ss}\ \eta_0}{\eta_{g,p,sl,ss} + \eta_0}. \tag{9}$$

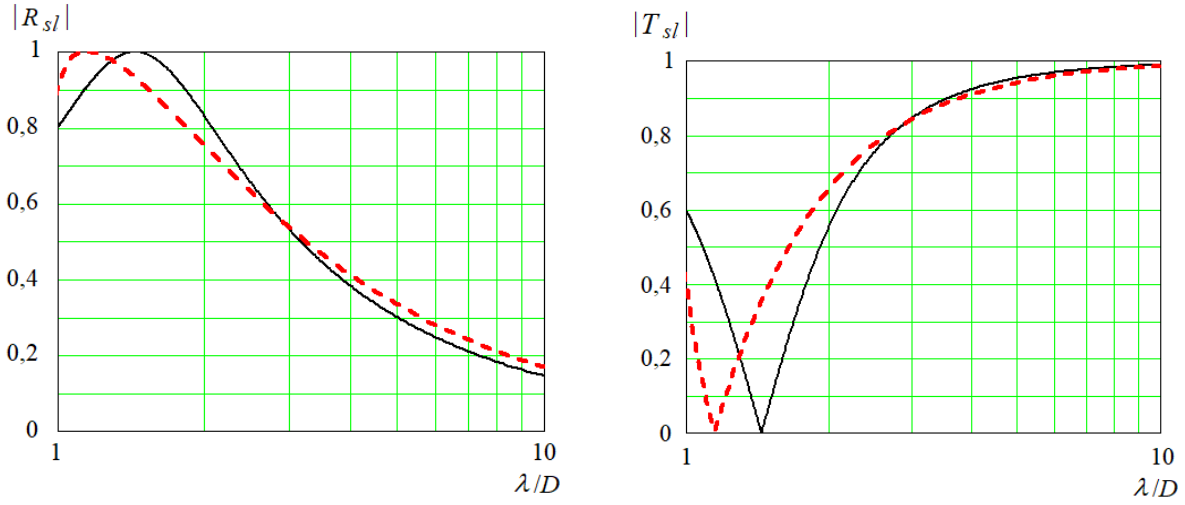
где $\eta_{g,p,sl,ss}$ – импеданс для соответствующего типа решетки, полученный аналитически с использованием (1), (6) или (7).

На рис.4 и рис.5 показаны коэффициенты отражения и прохождения, соответствующие представленным на рис.3 импедансам решеток. Для наглядности по горизонтальной оси на данных рисунках отложено отношение λ/D, что позволяет оценить границы применимости квазистатического приближения при нормальном падении плоской волны на решетки данного типа.



а) б)

Рис.4. Коэффициенты отражения (а) и прохождения (б) для решетки из квадратных щелей. Сплошные линии – аналитический расчет, штриховые линии – численное решение в канале Флоке



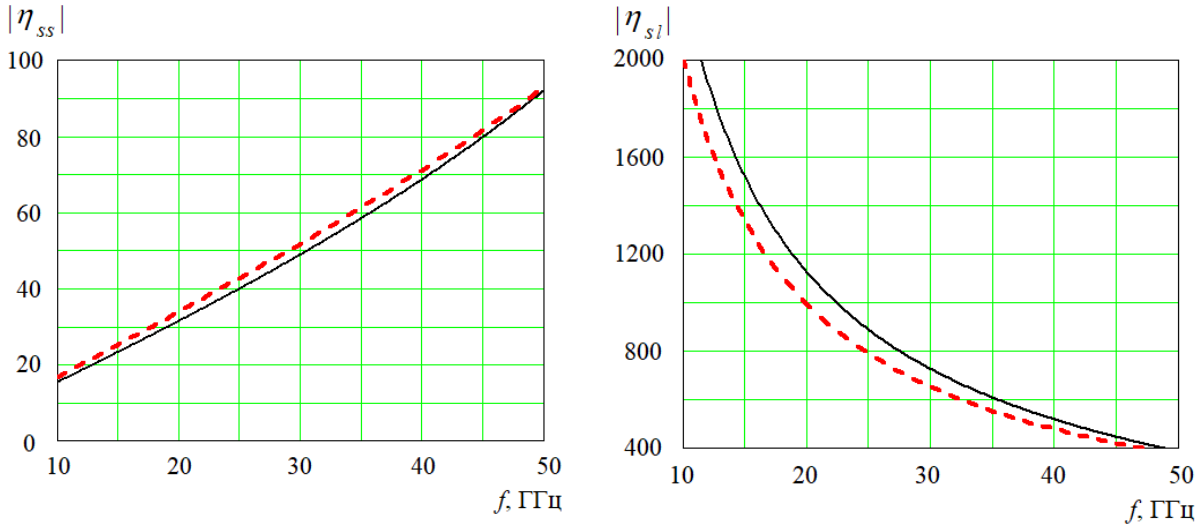
а) б)

Рис.5. Коэффициенты отражения (а) и прохождения (б) для решетки из квадратных петель. Сплошные линии – аналитический расчет, штриховые линии – численное решение в канале Флоке

Как и при вычислении импедансов, соответствие аналитических и численных расчетов наблюдается при $\lambda/D \geq 3$, лучшее соответствие наблюдается для решетки с элементами в виде квадратной щели (*ss*), что хорошо заметно при сравнении $|T_{ss}|$ и $|R_{sl}|$.

Поскольку рассматриваемые структуры (квадратные щели и петли) являются дополнительными, коэффициенты отражения (рис.4.а) и прохождения (рис.4.б) для решетки с элементами в виде квадратной щели (*ss*) соответствуют коэффициентам прохождения (рис.5.б) и отражения (рис.5.а) для решетки с элементами в виде квадратной петли (*sl*). При этом данное утверждение является справедливым для результатов как аналитических, так и численных расчетов.

В качестве еще одного примера рассмотрим решетки из квадратных щелей и квадратных петель (см. рис.2) с параметрами $D = 1{,}5$ *мм* и $w = 0{,}34$ *мм*, которые были использованы для синтеза метаповерхности, пропускающей электромагнитное излучение на частоте 35 ГГц [14]. На рис.6 представлены результаты аналитического и численного расчета импеданса решеток в полосе от 10 ГГц до 50 ГГц, которая при выбранном значении D соответствует квазистатическому приближению и находится достаточно далеко от области резонанса. Как и в предыдущем случае, результаты расчетов для решетки с элементами в виде квадратной щели (*ss*) оказались лучше по сравнению с решеткой из квадратных петель (*sl*).



а) б)

Рис.6. Импеданс решетки из квадратных щелей (а) и квадратных петель (б) для метаповерхности миллиметрового диапазона.
Сплошные линии – аналитический расчет,
штриховые линии – численное решение в канале Флоке

4. Заключение

Таким образом, в данной работе представлены результаты исследований резонансных решеток с элементами в виде квадратной щели и квадратной петли. Рассматривались только дополнительные решетки, которые дополняют друг друга до плоской идеально проводящей поверхности. В этом случае выполняется принцип Бабине: коэффициенты отражения и прохождения для одного типа решеток соответствуют коэффициентам прохождения и отражения для решеток другого типа. Получено достаточно хорошее соответствие теоретических и численных расчетов как для импедансов решеток, так и для коэффициентов отражения и прохождения. Продолжением наших исследований является работа [14], в которой показано, что использование представленных на рис.1 решеток позволяет синтезировать метаповерхности с требуемыми амплитудно-частотными характеристиками.

Литература

1. Tretyakov S. Analytical modeling in applied electromagnetics. Artech house, 2003. – 272 p.
2. Luukkonen O. Simple and Accurate Analytical model of Planar Grids and High-impedance Surfaces Comprising Metal Strips or Patches / Luukkonen O., Simovki C., Granet G., Goussetis G., Lioubtchenko D., Raisanen A. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2008, Vol. 56, No. 6. – Pp. 1625-1632.
3. Tretyakov S. Metasurface for general transformations of electromagnetic field // Phil. Trans. R. Soc. A. 373: 20140362.
4. Ахияров В.В. Анализ двумерных решеток и метаповерхностей в квазистатическом приближении // Радиотехника, 2024, Т. 88, № 7. – С.143-158.
5. Леонтович М.А. Избранные труды. Теоретическая физика. М.: Наука, 1985. – 432 с.
6. Конторович М.И., Астрахан М.И., Акимов В.П., Ферсман Г.А. Электродинамика сетчатых структур. М.: Радио и связь, 1987. – 135 с.
7. Ахияров В.В. Возможность использования импедансных условий на границе раздела свободного пространства и искусственного материала // Сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2022, Т.5. – С. 63-70.
8. Ахияров В.В. Электродинамический расчет индуктивных и емкостных решеток 1. Одномерные решетки // Сборник трудов XXX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2024, Т.4. – С. 346-353.
9. Ахияров В.В. Электродинамический расчет индуктивных и емкостных решеток 2. Двумерные решетки // Сборник трудов XXX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2024, Т.4. – С. 354-360.
10. Ахияров В.В. Аналитическое вычисление входного импеданса метаповерхностей на основе индуктивных и емкостных решеток // Труды XVI Международной научно-технической конференции «Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации», Суздаль, 2023. – С. 67-71.
11. Yuan X., Mang H. Design of Multilayer Frequency-Selective Surfaces by Equivalent Circuit Method and Building Blocks // International Journal of Antennas and Propagation, Vol. 2019, Article ID: 9582564, 13 pages.
12. Compton R.S., Whitbourn L.B., McPhedran R.C. Strip grating at a dielectric interface and application of Babinet’s principle // Applied optics, 1984, Vol. 23, No. 18. – Pp. 3236-3242.
13. Ferreira D., Calderinha R.F.S., Cuinas I., Fernandes T. Square Loop Slot Frequency Selective Surfaces Study for Equivalent Circuit Model Optimization // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2015, Vol. 63, No. 9. – Pp. 3947-3954.
14. Ахияров В.В., Ищенко Е.А., Пастернак Ю.Г., Проскурин Д.К. Использование метода матриц передачи для синтеза метаповерхности с требуемой амплитудно-частотной характеристикой // Сборник трудов XXXII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2026.

References

1. Tretyakov S. Analytical modeling in applied electromagnetics. Artech house, 2003. – 272 p.
2. Luukkonen O. Simple and Accurate Analytical model of Planar Grids and High-impedance Surfaces Comprising Metal Strips or Patches / Luukkonen O., Simovki C., Granet G., Goussetis G., Lioubtchenko D., Raisanen A. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2008, Vol. 56, No. 6. – Pp. 1625-1632.

3. Tretyakov S. Metasurface for general transformations of electromagnetic field // Phil. Trans. R. Soc.A. 373: 20140362.
4. Akhiyarov V.V. Analysis of two-dimensional planar grating and metasurface in the quasi-static approximation // Radioengineering, 2024, Vol. 88, No. 7. – Pp.143-158.
5. Leontovich M.A. Selected works. Theoretical physics. M.: Nauka, 1985. – 432 p.
6. Kontorovich M.I., Astrahan M.I., Akimov V.P., Fersman G.A. Electrodynamics of mesh structures. M.: Radio i svyaz', 1987. – 135 c.
7. Akhiyarov V.V. Possibility of using impedance boundary conditions at the interface between free space and artificial material // Proceeding of XXVIII International conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2022, Vol. 5. – Pp. 63-70.
8. Akhiyarov V.V. Electrodynamic calculation of inductive and capacitive gratins 1. One-dimensional gratings // Proceeding of XXX International conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2024, Vol. 4. – Pp. 346-353.
9. Akhiyarov V.V. Electrodynamic calculation of inductive and capacitive gratins 2. Two-dimensional gratings // Proceeding of XXX International conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2024, Vol. 4. – Pp. 354-360.
10. Akhiyarov V.V. Analytical calculation of input impedance for metasurfaces based on inductive and capacitive gratings // Proceeding of XVI International conference «Acousto-optical and radar methods of measurements and information processing», Suzdal', 2023. – Pp. 67-71.
11. Yuan X., Mang H. Design of Multilayer Frequency-Selective Surfaces by Equivalent Circuit Method and Building Blocks // International Journal of Antennas and Propagation, vol. 2019, Article ID 9582564, 13 pages.
12. Compton R.S., Whitbourn L.B., McPhedran R.C. Strip grating at a dielectric interface and application of Babinet's principle // Applied optics, 1984, Vol. 23, No. 18. – Pp. 3236-3242.
13. Ferreira D., Calderinha R.F.S., Cuinas I., Fernandes T. Square Loop Slot Frequency Selective Surfaces Study for Equivalent Circuit Model Optimization // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2015, Vol. 63, No. 9. – Pp. 3947-3954.
14. Akhiyarov V.V., Ischenko E.A., Pasternak Yu.G., Proskurin D.K. Using the transfer matrix method to synthesize a metasurface with the required frequency response curve // Proceeding of XXXII International conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2026.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА МАТРИЦ ПЕРЕДАЧИ ДЛЯ СИНТЕЗА МЕТАПОВЕРХНОСТИ С ТРЕБУЕМОЙ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ

В.В. Ахияров[1], Е.А. Ищенко[2], Ю.Г. Пастернак[2], Д.К. Проскурин[2]

[1]АО НПОДАР, Москва, Россия
[2]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В данной работе представлены расчетные соотношения, необходимые для решения задачи синтеза метаповерхности из тонких диэлектрических слоев, разделенных металлическими решетками. Показано, что при выполнении квазистатического приближения для решеток можно получить требуемую амплитудно-частотную характеристику метаповерхности и хорошее соответствие аналитических и численных расчетов коэффициентов отражения и прохождения.

Ключевые слова: метаповерхность, метод матриц передачи, ABCD матрица.

USING THE TRANSFER MATRIX METHOD TO SYNTHESIZE A METASURFACE WITH THE REQUIRED FREQUENCY RESPONSE CURVE

V.V. Akhiyarov[1], E.A. Ischenko[2], Yu.G. Pasternak[2], D.K. Proskurin[2]

[1]Long-Range Radar, JSC, Moscow, Russia
[2]Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. This paper presents the computational method necessary for solving the problem of synthesizing a metasurface from thin dielectric layers separated by metal gratings. It is shown that by applying a quasi-static approximation to the gratins, the required frequency response curve of the metasurface can be obtained, along with good agreement between analytical and numerical calculations of the reflection and transmission coefficient.

Keywords: metasurface; transfer matrix method; ABCD matrix.

1. Введение

Метаповерхности на основе двумерных металлических решеток позволяют управлять амплитудой, фазой и поляризацией падающей волны, а также формировать волновые пучки с орбительным угловым моментом [1]. Метаповерхности, предназначенные для управления фазой, были исследованы в [2, 3], в данной работе рассматривается возможность управления амплитудой, т.е. решается задача синтеза метаповерхности с требуемой амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ).

Как правило, метаповерхности являются периодическими, поэтому их можно анализировать в канале Флоке численными методами. Такой подход требует значительных вычислительных затрат, однако, если период решеток D намного меньше длины волны λ, задача существенно упрощается, поскольку в этом случае коэффициенты отражения и прохождения можно вычислять в квазистатическом приближении. Поскольку наклонное падение плоской волны на решетки и метаповерхности ранее уже было подробно исследовано [2, 3, 4, 5], ограничимся случаем нормального падения.

2. Аналитическое вычисление коэффициентов отражения и прохождения методом матриц передачи

На рис.1 показана многослойная метаповерхность из *n-1* слоя диэлектрика, разделенных тонкими металлическими решетками, количество которых равно *n*. Отметим, что в самом общем случае диэлектрические слои могут иметь различную толщину и относительную диэлектрическую проницаемость, а виды решеток не ограничиваются рассмотренными в [6] четырьмя типами (двумерные индуктивные ленты и емкостные патчи, а также решетки с элементами в виде квадратной петли и квадратной щели).

Представленную на рис.1 структуру удобно анализировать методом матриц передачи. Для одного диэлектрического слоя толщиной *d* такая матрица имеет вид [8]:

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\beta d) & j\eta \sin(\beta d) \\ \dfrac{j\sin(\beta d)}{\eta} & \cos(\beta d) \end{pmatrix}, \tag{1}$$

где элементы матрицы *A*, *B*, *C* и *D* связывают поля на входе и выходе слоя, $\beta = k_0\sqrt{\varepsilon_r}$, $\eta = 1/\sqrt{\varepsilon_r}$, k_0 – волновое число в свободном пространстве, ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость слоя.

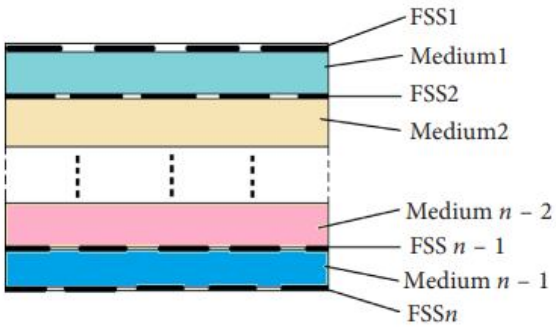


Рис.1. Многослойная метаповерхность [7]

Отметим, что в отличие от метода эквивалентных схем, метод матриц передачи уже не требует малой (в масштабе длины волны) толщины слоя, что позволяет его использовать при расчете электромагнитных кристаллов [7].

Для многослойной метаповерхности, представленной на рис.1, матрица передачи (ABCD-матрица) определяется последовательным каскадным соединением слоев [8, 9]:

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \dfrac{1}{\eta_1^{FSS}} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{pmatrix} \cdots \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \dfrac{1}{\eta_i^{FSS}} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_i & B_i \\ C_i & D_i \end{pmatrix} \cdots$$
$$\cdots \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \dfrac{1}{\eta_{n-1}^{FSS}} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_{n-1} & B_{n-1} \\ C_{n-1} & D_{n-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \dfrac{1}{\eta_n^{FSS}} & 1 \end{pmatrix}, \tag{2}$$

где элементы матрицы A_i, B_i, C_i и D_i соответствуют *i*-му диэлектрическому слою, η_i^{FSS} – импеданс *i*-ой решетки. Полученные в результате расчетов элементы матрицы передачи *A*, *B*, *C* и *D* позволяют определить коэффициенты отражения (S_{11}) и прохождения (S_{12}) для рассматриваемой метаповерхности [8, 9]:

$$S_{11} = \frac{(A+B)-(C+D)}{(A+B)+(C+D)}, \quad S_{12} = \frac{2}{(A+B)+(C+D)}. \qquad (3)$$

3. Результаты аналитических и численных расчетов

В качестве первого примера рассмотрим задачу синтеза метаповерхности, которая пропускает электромагнитное излучение на частоте 35 ГГц, что соответствует длине волны 8,6 мм. В качестве материала подложки выбираем Rogers RO 3010 толщиной $d = 1{,}27$ *мм* с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 10{,}2$ и тангенсом угла диэлектрических потерь $\delta = 0{,}0035$. Рассмотрим два варианта метаповерхности:

- на основе индуктивной и емкостной решетки;
- с использованием резонансных решеток, элементами которых являются квадратные петля и квадратная щель [6, 8].

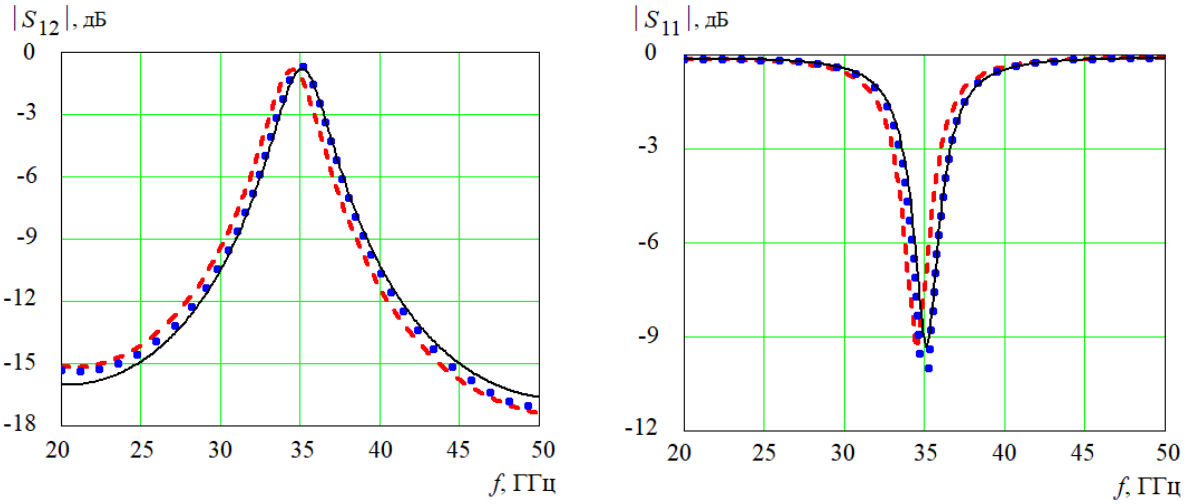
На рис.2 представлен один период рассматриваемых метаповерхностей в канале Флоке. Для простоты в обоих случаях решетки выбраны дополнительными с параметрами $D = 1{,}45$ *мм* и $w = 0{,}2$ *мм* (рис.2.а) и $D = 1{,}5$ *мм* и $w = 0{,}34$ *мм* (рис.2.б), обозначения D и w – те же самые, что и в [6].



а) б)

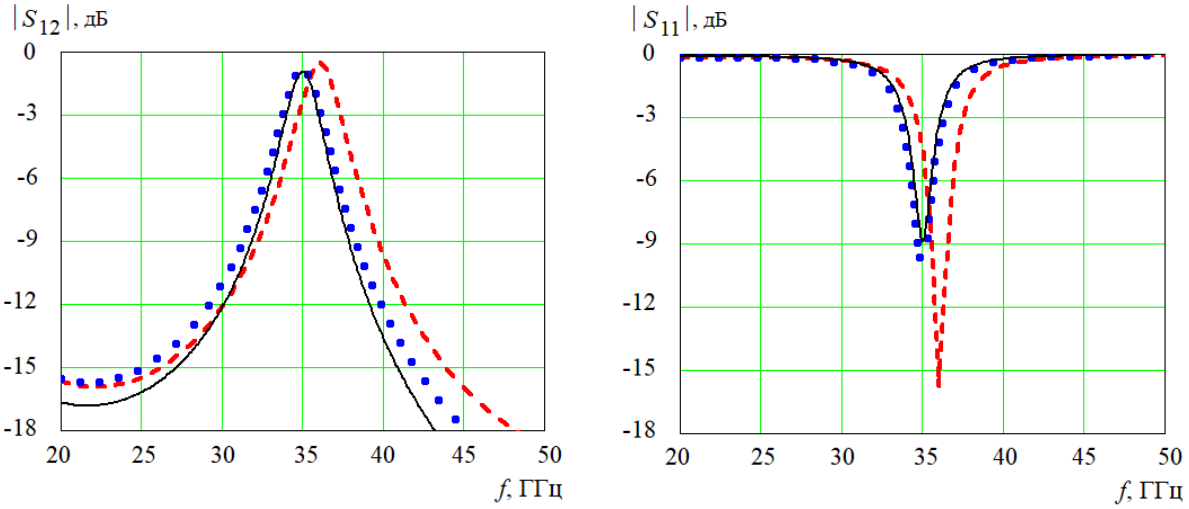
Рис.2. Один период (ячейка) метаповерхности в канале Флоке с решетками из емкостных патчей и индуктивных лент (а) и с решетками из квадратных петель и квадратных щелей (б)

На рис.3 представлены результаты аналитических и численных расчетов $|S_{12}|$ и $|S_{11}|$ для метаповерхности с решетками из емкостных патчей и индуктивных лент, на рис.4 – аналогичные результаты для резонансных решеток с элементами в виде квадратной петли и квадратной щели. Представленные результаты свидетельствуют о том, что численные расчеты в канале Флоке (штриховые кривые) оказываются смещенными относительно теоретических значений (сплошные кривые). Также отметим, что для представленной на рис.2.б метаповерхности смещение оказывается более существенным. Однако, незначительная коррекция электродинамической модели в канале Флоке позволяет без проблем получить требуемый результат. Так, для представленной на рис.2.а геометрии решеток выбор значения $w = 0{,}22$ *мм* (+0,02 *мм* относительно исходного значения) позволяет получить очень хорошее соответствие с аналитическими расчетами (пунктир на рис.3). При выборе $w = 0{,}315$ *мм* (–0,025 *мм*) получим аналогичное соответствие для метаповерхности, представленной на рис.2.б (пунктир на рис.4). Полученное соответствие аналитических и численных расчетов S_{11} и S_{12}, является неплохим результатом, учитывая простоту формул, которые использовались для расчета импеданса решеток [6]. Отметим, что вопрос точности изготовления является вопросом технологическим и поэтому в данной работе не рассматривается.



а) б)

Рис.3. Коэффициенты прохождения (а) и отражения (б) для метаповерхности с решетками из индуктивных патчей и емкостных лент. Сплошные линии – аналитический расчет, штриховые линии и пунктир – численные решения в канале Флоке при $D = 1{,}45$ *мм*, $w = 0{,}2$ *мм* и при $D = 1{,}45$ *мм*, $w = 0{,}22$ *мм*



а) б)

Рис.4. Коэффициенты прохождения (а) и отражения (б) для метаповерхности с решетками из квадратных петель и квадратных щелей. Сплошные линии – аналитический расчет, штриховые линии и пунктир – численные решения в канале Флоке при $D = 1{,}5$ *мм*, $w = 0{,}34$ *мм* и при $D = 1{,}5$ *мм* и $w = 0{,}315$ *мм*

Для представленных на рис.2 метаповерхностей максимуму S_{12} и минимуму S_{11} соответствует максимум имеданса. На рис.5 представлены результаты численного расчета импеданса метаповерхности с резонансными решетками (см. рис.2.б) в канале Флоке. Видно, что начальное значение $w = 0{,}34$ *мм* дает смещение на ~1 ГГц, относительно желаемого результата (кривая 1). Первое приближение $w = 0{,}31$ *мм* уменьшает смещение до ~ 300 МГц (кривая 2) и с четвертой попытки (кривая 4) при $w = 0{,}315$ *мм* мы получаем требуемый результат (максимум импеданса на частоте ~ 35 ГГц). Соответственно, при данном значении $w = 0{,}315$ *мм* наблюдается хорошее соответствие аналитических и численных расчетов (сплошные линии и пунктир на рис.4). Полученный результат свидетельствует о том, что даже простейшая

метаповерхность с использованием одного слоя диэлектрика и двух решеток позволяет «настроить» метаповерхность на требуемую центральную частоту.

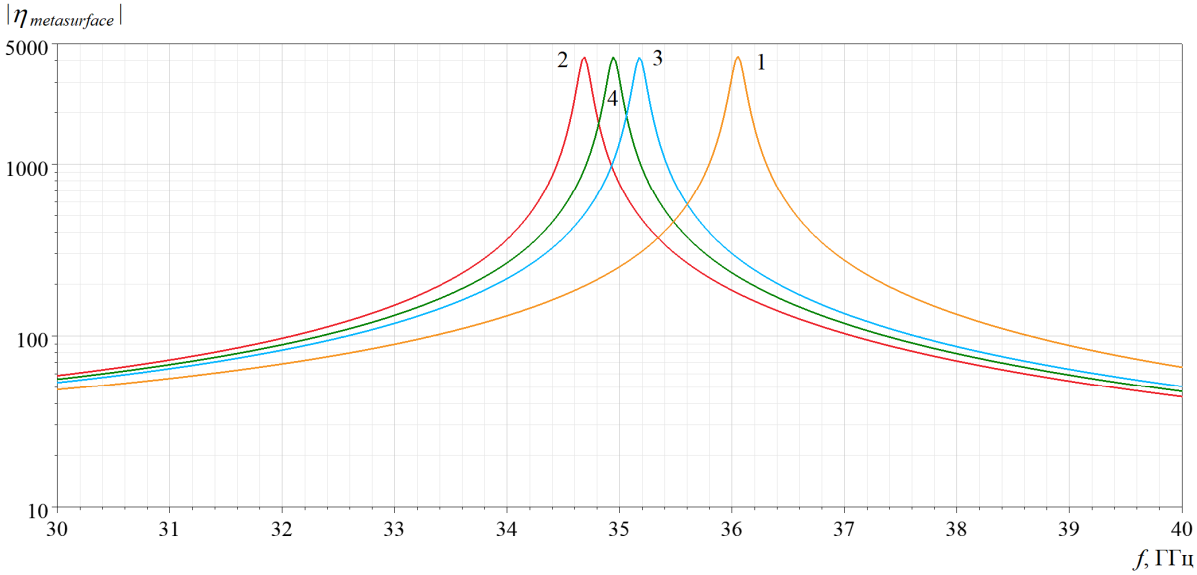


Рис.5. Импеданс метаповерхности с решетками
из квадратных петель и квадратных щелей.
$1-\ w=0{,}34\ мм$, $2-\ w=0{,}31\ мм$, $3-\ w=0{,}32\ мм$, $4-\ w=0{,}315\ мм$

Далее усложним задачу и рассмотрим метаповерхность из двух слоев диэлектрика. Пусть требуется синтезировать радиопрозрачную в X-диапазоне (8…12 ГГц) метаповерхность. В качестве материала выбираем Rogers TMM 4 толщиной $d=1{,}27\ мм$ с $\varepsilon=4{,}5$ и $\delta=0{,}002$, на рис.6 показан один период метаповерхности в канале Флоке для решеток с параметрами $D=3{,}5\ мм$ и $w=0{,}6\ мм$, на рис.7 – результаты аналитического и численного расчета $|S_{12}|$ и $|S_{11}|$. Как и в предыдущем случае, амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) метаповерхности, полученная в результате численного расчета в канале Флоке, смещена относительно теоретической (требуемой) частотной характеристики (сплошные и штриховые линии на рис.7). Однако выбор значения $w=0{,}45\ мм$ (–0,15 *мм*) позволяет приблизиться к требуемому результату (пунктир на рис.7). На рис.8 представлены частотные зависимости импеданса исходной метаповерхности при $w=0{,}6\ мм$ (кривая 1) и при скорректированном значении $w=0{,}45\ мм$ (кривая 2). В отличие от предыдущего случая (см. рис.5) у двухслойной метаповерхности наблюдаются два максимума импеданса, которые примерно соответствуют границам полосы пропускания по уровню -0,4…-0,8 дБ.

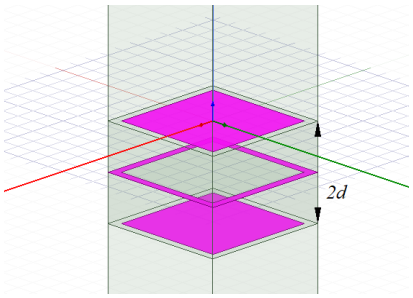
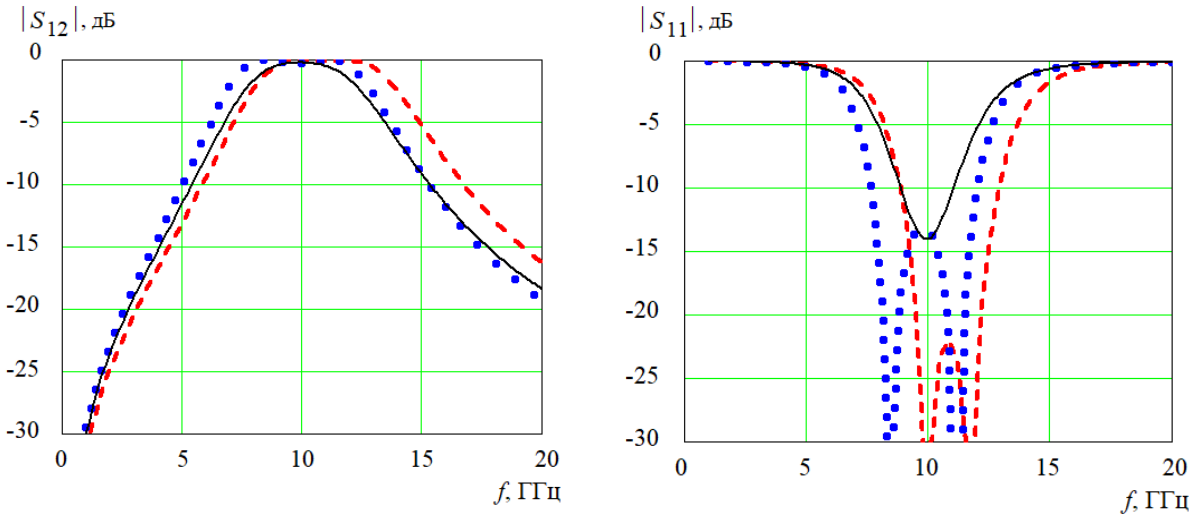


Рис.6. Ячейка метаповерхности в канале Флоке для X-диапазона



а) б)

Рис.7. Коэффициенты прохождения (а) и отражения (б) для радиопрозрачной в полосе 8…12 ГГц метаповерхности. Сплошные линии – аналитический расчет, штриховые линии и пунктир – численное решение в канале Флоке при $D = 3{,}5$ *мм*, $w = 0{,}6$ *мм* и при $D = 3{,}5$ *мм*, $w = 0{,}45$ *мм*

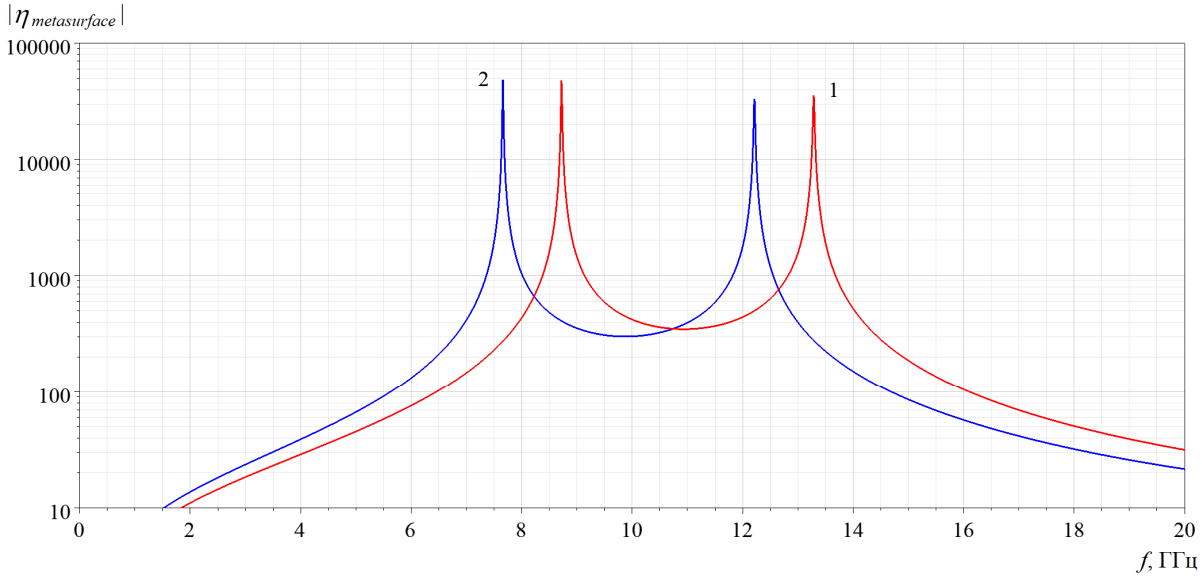


Рис.8. Импеданс радиопрозрачной в полосе 7…13 ГГц метаповерхности 1 – $w = 0{,}6$ *мм*, 2 – $w = 0{,}45$ *мм*

Наконец, рассмотрим задачу синтеза радиопрозрачной в Ku-диапазоне (12…18 ГГц) метаповерхности с использованием резонансных решеток. В качестве материала будем использовать два слоя Rogers RT/duroid 6006 с параметрами $\varepsilon = 6{,}15$ и $\delta = 0{,}0019$, толщина каждого слоя $d = 0{,}64$ *мм*. На рис.9 представлен один период метаповерхности в канале Флоке, на рис.10 – результаты аналитических и численных расчетов при $D = 3{,}25$ *мм* и $w = 0{,}8$ *мм*. В отличие от предыдущих примеров (см. рис.3, 4 и 7), численное решение является несмещенным относительно результатов теоретического расчета. Как и для метаповерхности X-диапазона, полученная численно частотная характеристика имеет большую ширину по сравнению с аналитическим решением. Однако для такой простой аналитической методики, которая была рассмотрена в данной работе, степень соответствия следует признать очень хорошей.

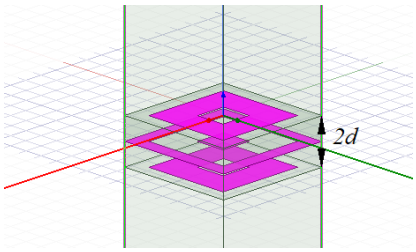
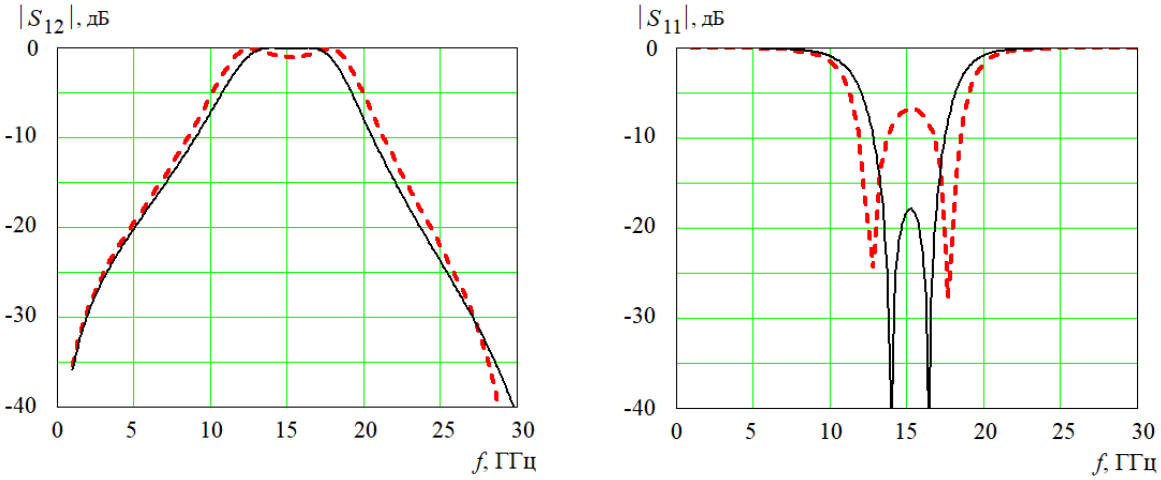


Рис.9. Ячейка метаповерхности в канале Флоке для Ku-диапазона



а) б)

Рис.10. Коэффициенты прохождения (а) и отражения (б) для радиопрозрачной в Ku-диапазоне метаповерхности. Сплошные линии – аналитический расчет, штриховые линии – численное решение в канале Флоке

4. Заключение

В данной работе было показано, что использование метода матриц передачи и простых аналитических выражений (3) для вычисления S_{11} и S_{12} позволяет решить задачу синтеза метаповерхности с требуемой амплитудно-частотной характеристикой. Основная идея заключается в том, что с использованием (2) и (3) можно быстро подобрать типы решеток и количество слоев, далее при необходимости геометрия решеток корректируется с использованием численного расчета в канале Флоке. Получить нужную АЧХ можно уже с четвертой попытки даже для метаповерхности с достаточно узкой полосой пропускания (см. рис.5).

Литература

1. Hayat B. Broadband OAM vortex beams generating through transmitarray for millimeter wave applications / Hayat B., Zhang J., Ishfaq M., Ahmad S., Khan Kh., Majeed A. // Optics express, 2025, Vol. 33, No. 5. – Pp. 10036-10046.
2. Luukkonen O. Simple and Accurate Analytical model of Planar Grids and High-impedance Surfaces Comprising Metal Strips or Patches / Luukkonen O., Simovki C., Granet G., Goussetis G., Lioubtchenko D., Raisanen A. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2008, Vol. 56, No. 6. – Pp. 1625-1632.
3. Ахияров В.В. Анализ двумерных решеток и метаповерхностей в квазистатическом приближении // Радиотехника, 2024, Т. 88, № 7. – С.143-158.
4. Ахияров В.В. Электродинамический расчет индуктивных и емкостных решеток 1. Одномерные решетки // Сборник трудов XXX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2024. Т.4. – С. 346-353.

5. Ахияров В.В. Электродинамический расчет индуктивных и емкостных решеток 2. Двумерные решетки // Сборник трудов XXX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2024, Т.4. – С. 354-360.
6. Ахияров В.В., Ищенко Е.А., Пастернак Ю.Г., Проскурин Д.К. Результаты исследования двумерных резонансных решеток в квазистатическом приближении при нормальном падении электромагнитной волны // Сборник трудов XXXII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2026.
7. Ахияров В.В., Ищенко Е.А., Пастернак Ю.Г., Проскурин Д.К. Расчет зонной структуры 1D-кристалла с произвольным числом слоев на периоде // Сборник трудов XXXII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2026.
8. Yuan X., Mang H. Design of Multilayer Frequency-Selective Surfaces by Equivalent Circuit Method and Building Blocks // International Journal of Antennas and Propagation, Vol. 2019, Article ID 9582564, 13 pages.
9. Costa F., Monorchio A., Manara G. Efficient Analysis of Frerquency-Selective Surfaces by a Simple Equivalent-Curcuit Model // IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2012, Vol. 54, No. 4. – Pp. 35-48.

REFERENCES

1. Hayat B. Broadband OAM vortex beams generating through transmitarray for millimeter wave applications / Hayat B., Zhang J., Ishfaq M., Ahmad S., Khan Kh., Majeed A. // Optics express, 2025, Vol. 33, No. 5. – Pp. 10036-10046.
2. Luukkonen O. Simple and Accurate Analytical model of Planar Grids and High-impedance Surfaces Comprising Metal Strips or Patches / Luukkonen O., Simovki C., Granet G., Goussetis G., Lioubtchenko D., Raisanen A. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2008, Vol. 56, No. 6. – Pp. 1625-1632.
3. Akhiyarov V.V. Analysis of two-dimensional planar grating and metasurface in the quasi-static approximation // Radioengineering, 2024, Vol. 88, No. 7. – Pp.143-158.
4. Akhiyarov V.V. Electrodynamic calculation of inductive and capacitive gratins 1. One-dimensional gratings // Proceeding of XXX International conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2024, Vol. 4. – Pp. 346-353.
5. Akhiyarov V.V. Electrodynamic calculation of inductive and capacitive gratins 2. Two-dimensional gratings // Proceeding of XXX International conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2024, Vol. 4. – Pp. 354-360.
6. Akhiyarov V.V., Ischenko E.A., Pasternak Yu.G., Proskurin D.K. Results of the study of two-dimensional resonant gratings in the quasi-static approximation // Proceeding of XXXII International conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2026.
7. Akhiyarov V.V., Ischenko E.A., Pasternak Yu.G., Proskurin D.K. Calculation of the band gap structure of a 1D-crystal with an arbitrary number of layers per period // Proceeding of XXXII International conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2026.
8. Yuan X., Mang H. Design of Multilayer Frequency-Selective Surfaces by Equivalent Circuit Method and Building Blocks // International Journal of Antennas and Propagation, Vol. 2019, Article ID 9582564, 13 pages.
9. Costa F., Monorchio A., Manara G. Efficient Analysis of Frerquency-Selective Surfaces by a Simple Equivalent-Curcuit Model // IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2012, Vol. 54, No. 4. – Pp. 35-48.

РАСЧЕТ ЗОННОЙ СТРУКТУРЫ 1D-КРИСТАЛЛА С ПРОИЗВОЛЬНЫМ ЧИСЛОМ СЛОЕВ НА ПЕРИОДЕ

В.В. Ахияров[1], Е.А. Ищенко[2], Ю.Г. Пастернак[2], Д.К. Проскурин[2]

[1]АО НПОДАР, Москва, Россия
[2]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе рассматривается обобщение метода расчета дисперсионной характеристики одномерного электромагнитного кристалла на случай произвольного числа диэлектрических слоев. Представлены результаты аналитических и численных расчетов запрещенных зон для 1D-кристалла с чередованием двух слоев на периоде, а также для кристаллов с четырьмя и шестью слоями. Показано, что увеличение числа слоев на периоде расширяет возможности управления полем, прошедшим сквозь кристалл.

Ключевые слова: зонная структура электромагнитного кристалла; первая зона Бриллюэна; дисперсионное уравнение; собственные значения дифференциального оператора; вектор обратной решетки.

CALCULATION OF THE BAND GAP STRUCTURE OF A 1D-CRYSTAL WITH AN ARBITRARY NUMBER OF LAYERS PER PERIOD

V.V. Akhiyarov[1], E.A. Ischenko[2], Yu.G. Pasternak[2], D.K. Proskurin[2]

[1]Long-Range Radar, JSC, Moscow, Russia
[2]Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. This paper examines the generalization of a method for calculating the dispersion characteristic of a one-dimensional electromagnetic crystal to the case of an arbitrary number of dielectric layers. The results of analytical and numerical calculations of band gaps are presented for a conventional 1D-crystal with alternating two layers per period, as well as for crystals with four and six layers. It is shown that increasing the number of layers per period expands the possibilities for controlling the field transmitted through the crystal.

Keywords: band gap structure of an electromagnetic crystal; first Brillouin zone; dispersion equation; eigenvalues of a differential operator; reciprocal lattice vector.

1. Введение

В настоящее время активно исследуются искусственные материалы с периодической модуляцией диэлектрической проницаемости, в зависимости от соотношения между периодом структуры и длиной волны они являются либо метаматериалами, либо электромагнитными кристаллами. Различие между этими двумя понятиями заключается в том, что для метаматериала период структуры существенно меньше длины волны, а для электромагнитного кристалла длина волны становятся соизмеримой с периодом изменения относительной диэлектрической проницаемости. В первом случае искусственному материалу можно поставить в соответствие некоторые эффективные (усредненные) параметры [1, 2], в том числе и такие, которые не встречаются в естественных условиях. Во втором случае среда характеризуется наличием запрещенной зоны в определенной полосе частот [3, 4, 5], что позволяет провести аналогию с квантовой механикой [7], если под запрещенной зоной понимать соответствующие значения энергии электрона в идеальном бездефектном кристалле. Модуляция диэлектрической проницаемости может иметь место в одном, двух или трех

направлениях, в соответствии с этим электромагнитные кристаллы разделяются на одномерные (1D), двухмерные (2D) и трехмерные (3D).

Как правило, любой электромагнитный кристалл состоит из материалов двух типов с различными значениями относительной диэлектрической проницаемости. В данной работе методика расчета дисперсионной характеристики одномерного кристалла обобщается на случай произвольного числа слоев на периоде.

2. Разложение поля по плоским волнам для 1D-кристалла

На рис.1.а представлен «обычный» одномерный кристалл с последовательным чередованием двух слоев различной диэлектрической проницаемости, на рис.1.б – общий случай кристалла с чередованием произвольного числа слоев на периоде. Дисперсионное уравнение для таких кристаллов при распространении волны в направлении оси X имеет вид [6]:

$$\frac{\partial}{\partial x}\frac{1}{\varepsilon(x)}\frac{\partial}{\partial x}H(x)=\frac{\omega^2}{c^2}H(x), \qquad (1)$$

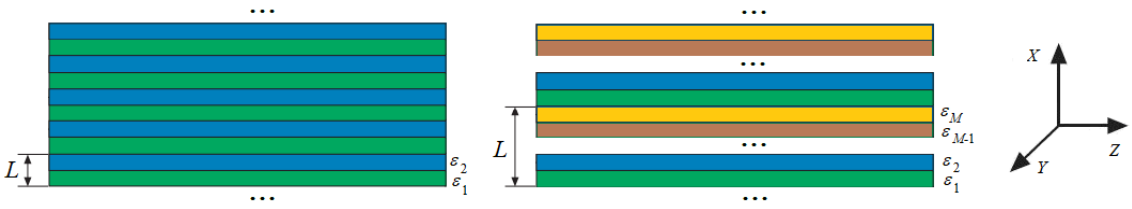
где $H(x)$ – напряженность магнитного поля, ω – круговая частота, $c=1/\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}$ – скорость света, ε_0 и μ_0 – диэлектрическая и магнитная постоянные, относительная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon(x)$ по условию задачи является периодической функцией:

$$\varepsilon(x)=\varepsilon(x+nL), \qquad (2)$$

где L – период кристалла (см. рис.1), $n=0,\pm1,\pm2,....$

Таким образом, задача сводится к определению собственных значений ω^2/c^2 дифференциального оператора

$$\hat{\Theta}=\frac{\partial}{\partial x}\frac{1}{\varepsilon(x)}\frac{\partial}{\partial x}. \qquad (3)$$



а) б)

Рис. 1. Одномерные электромагнитные кристаллы.
а) – два слоя на периоде, б) – M слоев на периоде

Закон дисперсии $\omega(k)$ электромагнитной волны в однородной среде определяется для любых значений волновых чисел. В одномерных кристаллах волновые числа, которые отличаются друг от друга на $2\pi n/L$, рассматриваются как эквивалентные, поскольку им будет соответствовать одно и то же решение (собственная функция) $H(x)$. Поэтому при расчете дисперсионной характеристики 1D-кристалла волновые числа задаются на интервале $k\in[-\pi/L\,...\,\pi/L]$, который называется первой зоной Бриллюэна. Отметим масштабируемость поля в кристалле: при замене $x'=s\,x$, где s – масштаб, новому решению $H(x')$ будет соответствовать частота $\omega'=\omega/s$.

В соответствии с теоремой Блоха напряженность магнитного поля в кристалле можно представить в виде произведения периодической функции на поле плоской волны [8]:

$$H(x) = h(x)e^{jkx}, \tag{4}$$

где $h(x)$ – функция, обладающая той же периодичностью, что и $\varepsilon(x)$. После разложения $h(x)$ по векторам обратной решетки получим:

$$H(x) = \sum_{G} h(G)e^{j(k+G)x} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h_n\, e^{j(k+G)x}, \tag{5}$$

где $G = 2\pi n/L$ – модуль вектора обратной решетки.

Аналогично, выполним разложение функции, обратной относительной диэлектрической проницаемости:

$$\frac{1}{\varepsilon(x)} = \sum_{G} \chi(G)\mathrm{e}^{jGx} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \chi_n\, \mathrm{e}^{jnG_0x}. \tag{6}$$

где $G_0 = 2\pi/L$ – длина неприводимого вектора обратной решетки, который соответствует первой зоне Бриллюэна,

$$\chi_n = \frac{1}{L}\int_0^L \frac{1}{\varepsilon(x)}\mathrm{e}^{-jnG_0x}dx. \tag{7}$$

Для кристалла с чередованием двух слоев толщиной l_1 и l_2 на периоде $L = l_1 + l_2$ функцию $1/\varepsilon(x)$ можно представить в виде:

$$\frac{1}{\varepsilon(x)} = \begin{cases} \dfrac{1}{\varepsilon_1}, & x \in [0 + nL \ldots l_1 + nL] \\ \dfrac{1}{\varepsilon_2}, & x \in [l_1 + nL \ldots (l_1 + l_2) + nL]. \end{cases} \tag{8}$$

Подстановка (8) в (7) дает следующее выражение для коэффициентов разложения:

$$\begin{aligned} \chi_n &= \frac{1}{L}\left\{\frac{1}{\varepsilon_1}\int_0^{l_1}\mathrm{e}^{-jnG_0x}dx + \frac{1}{\varepsilon_2}\int_{l_1}^{l_1+l_2}\mathrm{e}^{-jnG_0x}dx\right\} = \\ &= \frac{j}{nLG_0}\left\{\frac{1}{\varepsilon_1}\left(\mathrm{e}^{-jnG_0l_1} - 1\right) + \frac{1}{\varepsilon_2}\left(\mathrm{e}^{-jnG_0(l_1+l_2)} - \mathrm{e}^{-jnG_0l_1}\right)\right\}. \end{aligned} \tag{9}$$

Для общего случая чередования M слоев толщиной l_1, l_2, … , l_M на периоде кристалла

$$\frac{1}{\varepsilon(x)} = \begin{cases} \dfrac{1}{\varepsilon_1}, & x \in [0 + nL \ldots l_1 + nL] \\ \dfrac{1}{\varepsilon_2}, & x \in [l_1 + nL \ldots (l_1 + l_2) + nL] \\ \ldots & \\ \dfrac{1}{\varepsilon_M}, & x \in [(l_1 + l_2 + \ldots + l_{M-1}) + nL \ldots (l_1 + l_2 + \ldots + l_M) + nL] \end{cases} \tag{10}$$

несложно получить аналогичный результат:

$$\chi_n = \frac{1}{L}\left\{\frac{1}{\varepsilon_1}\int_0^{l_1} \mathrm{e}^{-jnG_0x}dx + \frac{1}{\varepsilon_2}\int_{l_1}^{l_1+l_2} \mathrm{e}^{-jnG_0x}dx + \ldots + \frac{1}{\varepsilon_M}\int_{l_1+l_1+\ldots+l_{M-1}}^{l_1+l_2+\ldots+l_M} \mathrm{e}^{-jnG_0x}dx\right\} =$$

$$= \frac{j}{nLG_0}\left\{\frac{1}{\varepsilon_1}\left(\mathrm{e}^{-jnG_0l_1} - 1\right) + \frac{1}{\varepsilon_2}\left(\mathrm{e}^{-jnG_0(l_1+l_2)} - \mathrm{e}^{-jnG_0l_1}\right) + \quad \ldots \quad + \right. \tag{11}$$

$$\left. + \frac{1}{\varepsilon_M}\left(\mathrm{e}^{-jnG_0(l_1+l_2+\ldots+l_M)} - \mathrm{e}^{-jnG_0(l_1+l_2+\ldots+l_{M-1})}\right)\right\}.$$

После подстановки (11) или (9) в (6) с последующей подстановкой (5) и (6) в (1) получим систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) [6]:

$$\sum_{G'} \chi(G-G')\left[(k+G')(k+G)\right]h(G') = \frac{\omega^2}{c^2}h(G). \tag{12}$$

Т.о., задача на собственные значения дифференциального оператора (3) сводится к отысканию собственных значений квадратной матрицы размерностью $N \times N$:

$$\hat{\theta} = \begin{vmatrix} \hat{\theta}_{G_1G_1'} & \hat{\theta}_{G_2G_1'} & \ldots & \hat{\theta}_{G_NG_1'} \\ \hat{\theta}_{G_1G_2'} & \hat{\theta}_{G_2G_2'} & \ldots & \hat{\theta}_{G_NG_2'} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \hat{\theta}_{G_1G_N'} & \hat{\theta}_{G_1G_N'} & \ldots & \hat{\theta}_{G_NG_N'} \end{vmatrix} \tag{13}$$

с элементами

$$\hat{\theta}_{G,G'} = \chi(G-G')\left[(k+G')(k+G)\right], \tag{14}$$

где $\chi(G-G')$ – двумерный массив по векторам обратных решеток G и G'. Совокупность собственных значений для каждой моды с номером n определяет соответствующую дисперсионную зависимость $\omega_n(k)$.

Таким образом, алгоритм разложения поля по плоским волнам для одномерного кристалла заключается в следующем [6]:

1. Создание массива $k \in [-\pi/L \ldots \pi/L]$, который соответствует набору дискретных значений модуля волнового вектора в пределах первой зоны Бриллюэна;

2. Формирование массивов G и G' модулей векторов обратных решеток в диапазоне $[-2\pi P/L \ldots 2\pi P/L]$, где P – целое число. Общее количество плоских волн равно $N = 2P+1$.

3. Вычисление собственных значений $\Lambda_n = \omega_n{}^2/c^2$ матрицы (13) для каждого значения k и фиксированного $n \in [1 \ldots N]$. Отметим, что на вертикальной шкале дисперсионной характеристики откладывается величина $\omega_n L/(2\pi c) = \sqrt{\Lambda_n}\, L/2\pi$.

Таким образом, каждому значению волнового числа k соответствует конечный набор мод с дискретным набором частот ω, которые нумеруются возрастающим индексом n. Поскольку оператор $\hat{\Theta}$ непрерывно зависит от k, частота ω_n при фиксированном индексе n зависит от k также непрерывно. Совокупность непрерывных функций $\omega_n(k)$ образуют зонную структуру 1D-кристалла. Интервалы частот, для которых не существует действительных значений k, называются запрещенными зонами.

3. Результаты аналитических и численных расчетов

На рис.2 представлены дисперсионные кривые для кристалла с периодическим чередованием двух слоев на периоде, полученные в результате определения собственных значений матрицы (13) в первой зоне Бриллюэна (сплошные линии). Диэлектрическая проницаемость и ширина слоев $\varepsilon_1 = 12$, $\varepsilon_2 = 0{,}1\varepsilon_1 = 1{,}2$ и $l_1 = 1\ мм$, $l_2 = 3\ мм$ были выбраны так, чтобы первая запрещая зона была достаточно широкой, а вторая – очень узкой. Для всех дисперсионных кривых в данной работе безразмерный параметр $\omega_n L/(2\pi c)$ пересчитан в значения частоты (ГГц). Отметим, что для 1D-кристалла с чередованием двух слоев на периоде дисперсионную характеристику можно определить в результате решения трансцендентного уравнения [9]:

$$\cos(kL) = \cos(k_1 l_1)\cos(k_2 l_2) - \frac{1}{2}\left(\frac{\varepsilon_1 + \varepsilon_2}{\sqrt{\varepsilon_1 \varepsilon_2}}\right)\sin(k_1 l_1)\sin(k_2 l_2), \qquad (15)$$

где $k_1 = \omega\sqrt{\varepsilon_1}/c$, $k_2 = \omega\sqrt{\varepsilon_2}/c$, решение (15) на рис.2 показано пунктиром.

Представленные на рис.2 дисперсионные кривые были получены при $P = 200$, что соответствует матрице (13) размерностью $(2P+1)\times(2P+1) = 401\times 401$. В действительности набор мод дифференциального оператора (3) является бесконечным, поэтому представляется целесообразным определить погрешность вычислений, связанную с заменой бесконечного набора плоских волн конечным значением. На рис.3 представлены абсолютные погрешности определения нижней и верхней границы (частоты) для первых двух запрещенных зон при изменении P от 20 до 500 (значения, полученные при $P = 500$, считались истинными, цвет соответствует дисперсионным кривым на рис.1). Видно, что при определении границ первой запрещенной зоны с точностью $|f_P - f_{500}| < 100\ МГц$ необходимо выбирать значение $P \geq 100$, а для второй запрещенной зоны – $P \geq 200$.

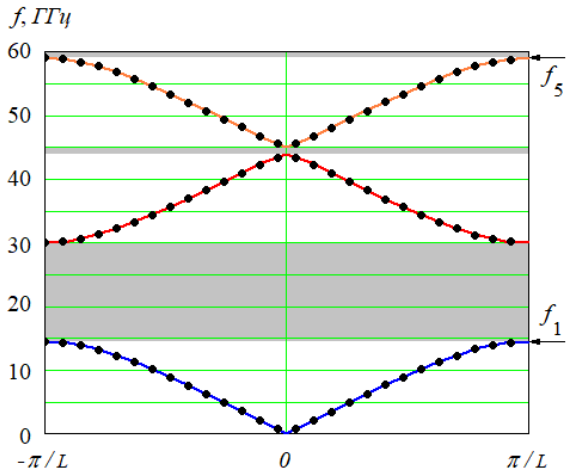


Рис. 2. Дисперсионная диаграмма для двухслойного 1D кристалла. Сплошные линии – собственные значения матрицы (13), пунктир – решение (15)

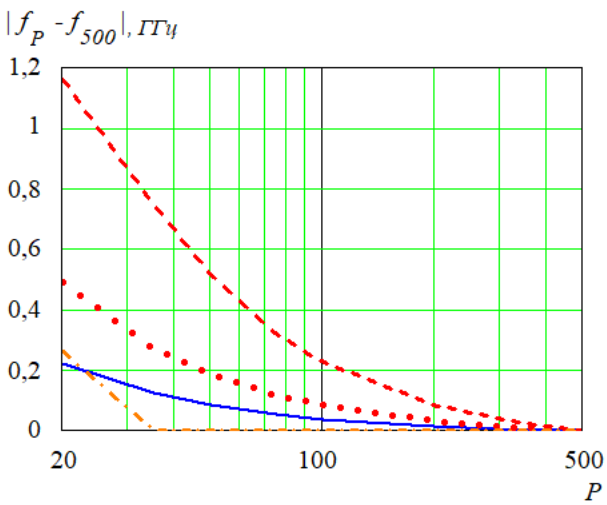
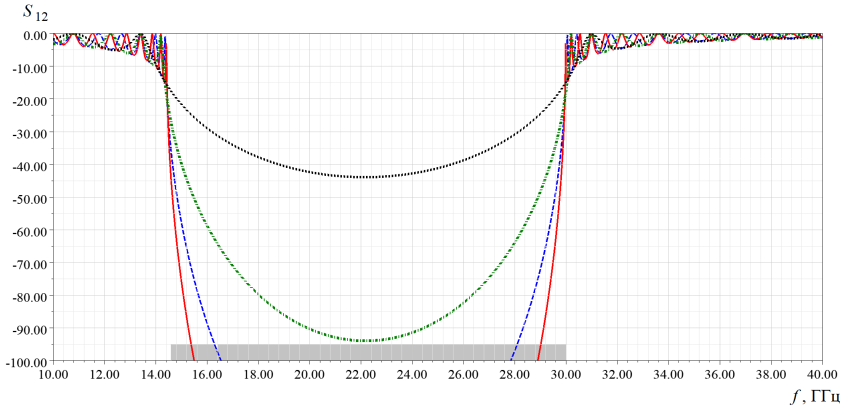


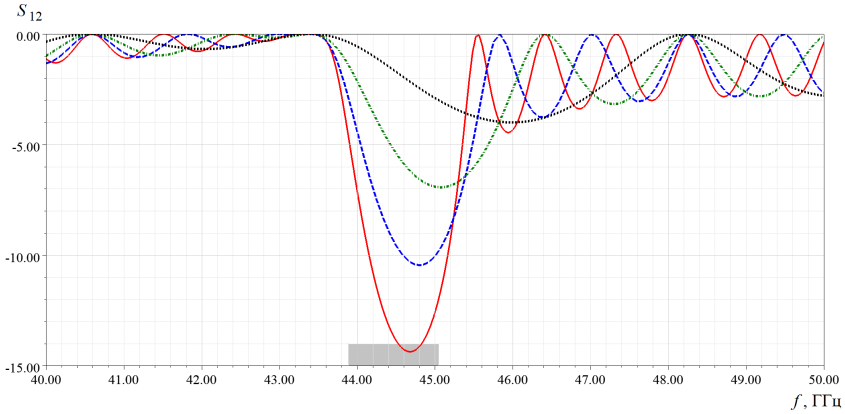
Рис. 3. Относительная погрешность определения запрещенных зон. Сплошная кривая и пунктир – нижняя и верхняя границы первой запрещенной зоны, штриховая кривая и штрих-пунктир – то же самое для второй запрещенной зоны

Результаты аналитических расчетов, представленные на рис.2, справедливы для кристалла с бесконечным числом периодов. Для того, чтобы установить соответствие между дисперсионной характеристикой бесконечного кристалла и запрещенной зоной кристалла конечной толщины, были выполнены численные расчеты коэффициента передачи S_{12} для кристалла с теми же параметрами методом конечных элементов в канале Флоке. На рис.4 показаны результаты расчетов S_{12} для кристаллов толщиной от $5L = 20$ *мм* до $20L = 80$ *мм*, серым цветом отмечены запрещенные зоны бесконечного кристалла, полученные при $P = 200$ (см. таблицу 1).

Представленные на рис.4.а результаты являются наглядной иллюстрацией того, что в широкой запрещенной зоне происходит эффективное подавление поля: для кристалла из пяти периодов максимальное подавление составляет ~ -45 дБ, при увеличении толщины кристалла глубина запрещенной зоны существенно возрастает. В то же время для того, чтобы обеспечить подавление хотя бы на уровне -14 дБ во второй (узкой) запрещенной зоне, требуется использовать кристалл, состоящий из двадцати периодов (см. рис.4.б). Очевидно, что дальнейшее увеличение толщины кристалла приведет к соответствию теоретических и численных расчетов для второй запрещенной зоны.



а)

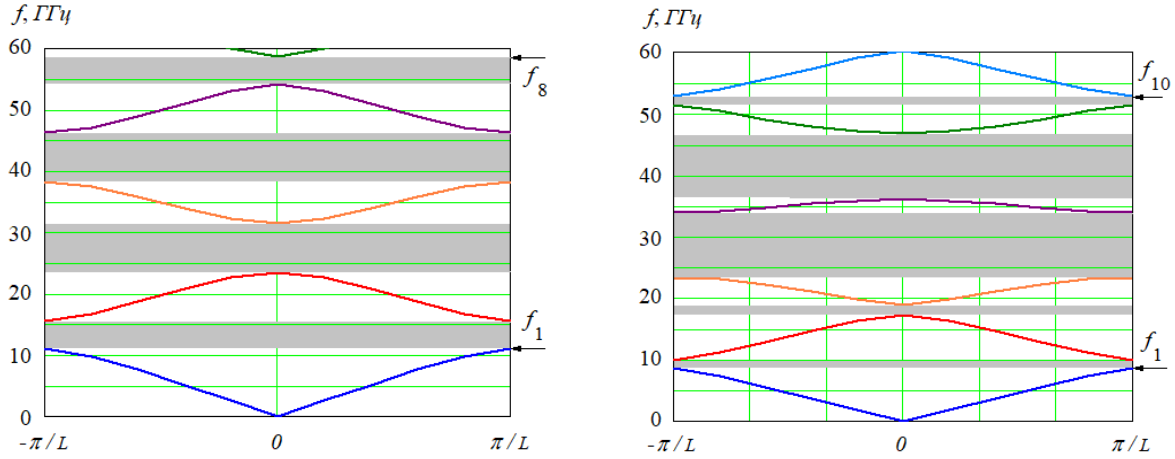


б)

Рис. 4. Частотная зависимость коэффициента передачи S_{12} 1D-кристалла в полосе 10…40 ГГц (а) и 40…50 ГГц (б). Сплошная линия – 20 периодов, штриховая – 15 периодов, штрихпунктир – 10 периодов, пунктир – 5 периодов кристалла. Серым цветом отмечена запрещенная зона бесконечного кристалла

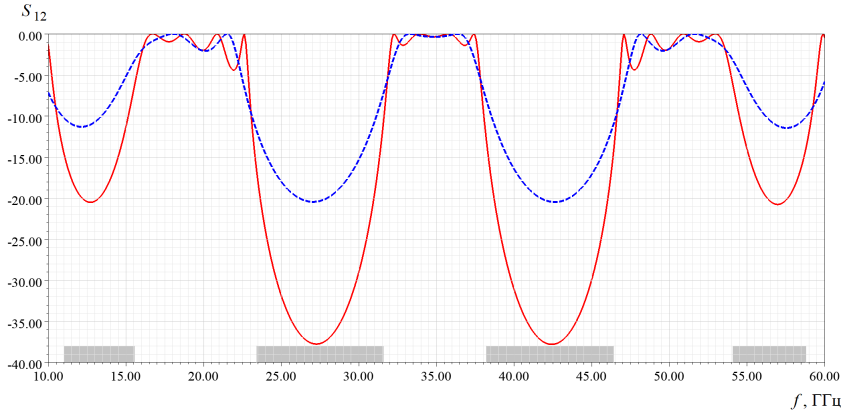
Как правило, на практике необходимо получить не полосу подавления, а полосу пропускания, поэтому рассмотрим задачу синтеза полосового фильтра вблизи частоты 35 ГГц (длина волны ~8,6 мм) с использованием представленной теории для многослойного кристалла без учета потерь в диэлектрике. Пусть кристалл имеет четыре слоя на периоде с параметрами $\varepsilon_1 = 1{,}2$, $\varepsilon_2 = 6$, $\varepsilon_3 = 8$ и $\varepsilon_4 = 12$, $l_1 = \lambda/\left(4\sqrt{\varepsilon_1}\right) = 1{,}96$ *мм*, $l_2 = \lambda/\left(2\sqrt{\varepsilon_2}\right) = 1{,}76$ *мм*, $l_3 = \lambda/\left(4\sqrt{\varepsilon_3}\right) = 0{,}76$ *мм*, $l_4 = \lambda/\left(4\sqrt{\varepsilon_4}\right) = 0{,}62$ *мм*. На рис.5.а показана дисперсионная характеристика такого кристалла, на рис.6.а – результаты численных расчетов в канале Флоке для кристаллов толщиной ~25,5 мм и ~15,3 мм, что соответствует пяти и трем периодам. Видно, что для трехпериодного кристалла амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) в полосе пропускания получилась практически плоской, а для пятипериодного неравномерность АЧХ не превышает 1,5 дБ.

При увеличении числа слоев на периоде полосу пропускания можно сделать существенно уже. В качестве примера на рис.5.б показана дисперсионная характеристика кристалла из шести слоев, на рис.6.б – результаты численных расчетов в канале Флоке для кристаллов из трех и двух периодов. Параметры кристалла выбраны следующими: $\varepsilon_1 = 1{,}2$, $\varepsilon_2 = 12$, $\varepsilon_3 = 2{,}4$, $\varepsilon_4 = 8$, $\varepsilon_5 = 4$ и $\varepsilon_6 = 12$, $l_1 = \lambda/\left(4\sqrt{\varepsilon_1}\right) = 1{,}96$ *мм*, $l_2 = \lambda/\left(4\sqrt{\varepsilon_2}\right) = 0{,}62$ *мм*, $l_3 = \lambda/\left(4\sqrt{\varepsilon_3}\right) = 1{,}39$ *мм*, $l_4 = \lambda/\left(2\sqrt{\varepsilon_4}\right) = 1{,}52$ *мм*, $l_5 = \lambda/\left(4\sqrt{\varepsilon_5}\right) = 1{,}08$ *мм* и $l_6 \approx \lambda/\left(4\sqrt{\varepsilon_6}\right) = 0{,}6$ *мм*. Отметим, что рассмотренные трех- и двухпериодные кристаллы имеют толщину ~21,5 мм и ~14,3 мм.

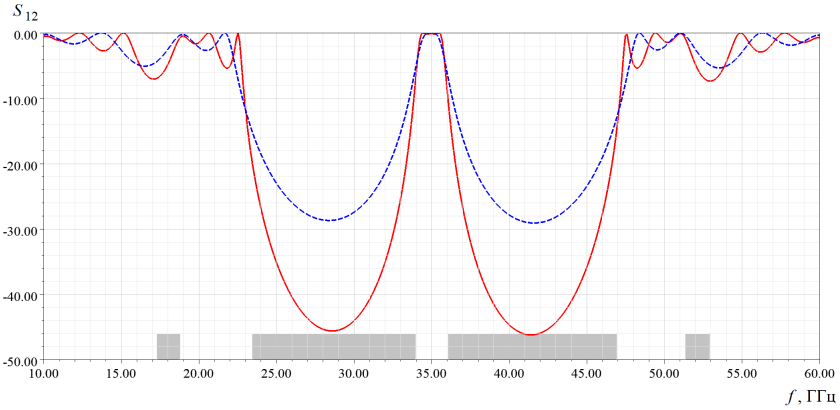


а) б)

Рис. 5. Дисперсионные кривые для кристалла из четырех (а) и шести (б) слоев на периоде



а)



б)

Рис. 6. Частотная зависимость коэффициента передачи S_{12} кристалла из четырех (а) и шести (б) слоев на периоде. Сплошная линия – 5 периодов, штриховая – 3 периода кристалла (а); сплошная линия – 3 периода, штриховая – 2 периода кристалла (б)

В таблице 1 для всех трех рассмотренных в данной работе кристаллов представлены границы запрещенных зон, полученные при $P = 200$. На рис.2 и рис.5 границы первой и последней зоны в рассматриваемой полосе частот (0…60 ГГц) отмечены стрелками в правой части рисунка.

Таблица 1. Границы запрещенных зон, ГГц

Число слоев на периоде	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6	f_7	f_8	f_9	f_{10}
2	14,50	29,94	43,84	45,06	58,99	…	…	…	…	…
4	11,00	15,62	23,39	31,59	38,17	46,36	54,12	58,76	…	…
6	8,54	9,97	17,31	18,83	23,35	33,94	36,08	46,87	51,34	52,91

4. Заключение

Таким образом, в данной работе представлено обобщение известного метода расчета дисперсионной характеристики 1D-кристалла, которое заключается в замене (9) на (11). Сама же идея метода осталась прежней: задача на собственные значения дифференциального оператора (3) сводится к задаче на собственные значения квадратной матрицы (13). Отметим также, что использование предложенного в данной работе подхода позволяет исследовать дисперсионные характеристики «обычных» 1D-кристаллов из двух слоев на периоде с дефектом структуры [5]. Другим вариантом аналитического расчета 1D-кристаллов с произвольным числом слоев на периоде является метод матриц передачи, который позволяет с использованием ABCD матриц для каждого слоя получить коэффициенты прохождения и отражения [10].

Литература

1. Solymar L., Shamonina E. Waves in Metamaterials. Oxford University Press, 2009. – 385 p.
2. Ахияров В.В., Барашков Н.И. Результаты численных исследований ε-отрицательной среды из тонких металлических стержней // Сборник трудов XVIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2012.

3. Joannopoulos J.D. Photonic Crystals: Molding the Flow of Light. Princeton University Press, 2008. – 305 p.
4. Авдюшин А.С., Власов М.Ю., Пастернак Ю.Г., Ярыгин А.П. Электромагнитные кристаллы, их особенности и применение // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2015, Т. 11, № 1. – С. 93-103.
5. Ахияров В.В., Лукина И.Б. Результаты численного моделирования EBG-структур // Сборник трудов XX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2014.
6. Sukhoivanov I.A., Guryev I.V. Photonics Crystals Physics and Practical Modeling. Springer Series in Optical Sciences, 2009. – 242 p.
7. Фок В.А. Начала квантовой механики, URSS, 2021. – 376 с.
8. Ашкрофт Н., Мермин Н. Физика твердого тела. Том 1. М.: Мир, 1975. – 399 с.
9. Ярив А., Юх П. Оптические волны в кристаллах. М.: Мир, 1987. – 616 с.
10. Ахияров В.В., Ищенко Е.А., Пастернак Ю.Г., Проскурин Д.К. Использование метода матриц передачи для синтеза метаповерхности с требуемой амплитудно-частотной характеристикой // Сборник трудов XXXII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2026.

REFERENCES

1. Solymar L., Shamonina E. Waves in Metamaterials. Oxford University Press, 2009. – 385 p.
2. Akhiyarov V.V., Barashkov N.I. The numerical studies results for ε-negative environment of thin metal wire // Proceeding of XVIII International conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2012.
3. Joannopoulos J.D. Photonic Crystals: Molding the Flow of Light. Princeton University Press, 2008. – 305 p.
4. Avdyushin A.S., Vlasov M.Yu., Pasternak Yu.G., Yarygin A.P. Electromagnetic crystals, their features and applications // Bulletin of Voronezh state technical university, 2015, vol. 11, No. 1. – Pp. 93-103.
5. Akhiyarov V.V., Lukina I.B. The results of numerical modeling EBG-structures // Proceeding of XX International conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2014.
6. Sukhoivanov I.A., Guryev I.V. Photonics Crystals Physics and Practical Modeling. Springer Series in Optical Sciences, 2009. – 242 p.
7. Fock V.A. Fundamentals of quantum mechanics. Mir Publisher, 1978. – 367 p.
8. Ashcroft N., Mermin N. Solid State Physics. Saunders College Publishing, 1976. – 840 p.
9. Yariv A., Yeh P. Optical waves in crystals. John Wiley & Sons, 1984. – 589 p.
10. Akhiyarov V.V., Ischenko E.A., Pasternak Yu.G., Proskurin D.K. Using the transfer matrix method to synthesize a metasurface with the required frequency response curve // Proceeding of XXXII International conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2026.

СИНТЕЗ СЕКТОРНОЙ АНТЕННЫ: ВЛИЯНИЕ ПРОФИЛЯ ВЕСОВОЙ ФУНКЦИИ

В. В. Ковалевская, А. В. Останков

Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Представлен синтез секторной диаграммы направленности линейной антенной решетки с частично улучшенными характеристиками, реализованный методом параметрической оптимизации. В качестве критерия оптимизации использована минимизация взвешенного со ступенчатой весовой функцией среднеквадратического отклонения. Исследовано влияние уровней весовой функции и их распределения по различным угловым зонам на вторичные показатели диаграммы направленности. Установлено, что корректировка профиля весовой функции позволяет находить оптимальный баланс между равномерностью вершины диаграммы, крутизной ее скатов, шириной рабочего сектора и уровнем бокового излучения. Результаты исследования подтверждают возможность улучшения характеристик антенны за счет настройки весовой функции без изменения геометрических параметров решетки.

Ключевые слова: антенная решетка, параметрическая оптимизация, секторная диаграмма направленности, весовая функция.

SECTOR ANTENNA SYNTHESIS: EFFECT OF WEIGHTING FUNCTION PROFILE

V. V. Kovalevskaya, A. V. Ostankov

Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. This paper presents the synthesis of a sector radiation pattern for a linear antenna array with partially improved characteristics, implemented via parametric optimization. The optimization criterion is the minimization of a weighted root-mean-square deviation employing a piecewise constant (step-wise) weight function. The influence of weight function levels and their distribution across different angular zones on the secondary performance metrics of the radiation pattern is investigated. It is demonstrated that adjusting the profile of the weight function enables finding an optimal trade-off between main-lobe flatness, skirt steepness, operating sector width, and sidelobe level. The results confirm that antenna performance can be enhanced through weight function tuning without modifying the geometric parameters of the array.

Keywords: antenna array, parametric optimization, sector radiation pattern, weighting function.

1. Введение

Синтез характеристик телекоммуникационных систем прямоугольного вида в большинстве случаев при практической реализации сопровождается погрешностями. Связано это в большинстве случаев с конечностью базисных разложений, используемых при синтезе прямоугольных характеристик. Указанное обстоятельство справедливо для разных задач: от формирования частотных характеристик цифровых фильтров до восстановления аналоговых импульсных последовательностей по дискретным отсчетам. В первом случае фиксированным множеством является порядок фильтра, во втором – число отсчетов сигнала. Не являются исключением и секторные (прямоугольные) диаграммы направленности (ДН) излучающих систем, реализованных по технологии

антенных решеток, представляющих собой конечные совокупности одинакового типа слабонаправленных излучателей [1-2].

Требования к вторичным показателям секторных ДН (далее СДН) постоянно ужесточаются [3-5]. Повышение требований к форме СДН связано с необходимостью контрастного перехода от зоны обслуживания излучающей системы к зоне, в пределах которой транслируемый системой радиосигнал должен отсутствовать. Нулевой уровень освещенности зоны требует наличия у ДН антенной системы ограниченного сектора максимального излучения и боковых лепестков малого уровня, а соизмеримый уровень мощности излучаемого радиосигнала – равномерности ДН в рабочем секторе.

Форма ДН антенной решетки (АР) определяется комплексными амплитудами токов, запитывающих элементы (излучатели), – амплитудно-фазовым распределением (АФР) на раскрыве. Поиск оптимального АФР, обеспечивающего заданные вторичные показатели ДН, является типовой задачей синтеза АР. Заметим, что методы синтеза СДН антенных решеток хорошо известны [6], однако, общим недостатком классических методов является предположение о строгой изотропности излучающих элементов. Вместе с тем на практике элементы АР обладают определенной направленностью, что приводит к необходимости учета этого обстоятельства при синтезе СДН.

2. Синтез СДН антенной решетки, его результаты и обсуждение

Будем полагать, что АР состоит из конечного числа N элементов. Пусть все элементы идентичны и эквидистантно расположены в пределах линейного раскрыва фиксированной длины, а шаг следования составляет половину длины излучаемой волны ($\lambda/2$). При таком условии ненормированная ДН линейной АР определяется простым соотношением [7]: $f(\Theta)=\mathrm{abs}\left(f_1(\Theta)\cdot\sum_{k=1}^{N}\dot{I}_k\cdot\exp(-j\pi\cdot k\cdot\sin\Theta)\right)$, где $f_1(\Theta)$ – ДН отдельного элемента решетки, $\dot{I}_k$ – комплексная амплитуда тока, запитывающего k-й элемент. Расчет АФР на раскрыве АР в виде совокупности $\dot{I}_k$ предлагается выполнять методом параметрической оптимизации с использованием модифицированного генетического алгоритма. В качестве целевой функции, поиск минимума которой предполагается выполнять с помощью генетического алгоритма, разумно использовать взвешенное среднеквадратическое отклонение (СКО): $\int_{-\pi/2}^{+\pi/2} w(\omega)\cdot|H(\Theta)-F(\Theta)|^2 d\Theta$, в котором $F(\Theta)$ – нормированная ДН АР, $H(\Theta)$ – идеальная СДН, $w(\Theta)$ – весовая функция (ВФ), учитывающая вес разных областей углов Θ наблюдения. Сущность модификации генетического алгоритма заключается в том, что согласно исследованиям локальные экстремумы целевой функции чаще всего наблюдаются в непосредственной близости от глобального, что позволяет применить специальную процедуру отбора и кроссовера при адаптации алгоритма к решению представленной и аналогичных по смыслу задач [8-10].

Авторами получены многочисленные результаты синтеза линейной АР, состоящей из 8-ми изотропных излучающих элементов ($f_1(\Theta)=1$), разнесенных на расстояние, равное $\lambda/2$, применительно к ширине сектора 60 градусов. Результаты представляют собой квазиоптимальные АФР на раскрыве решетки, обеспечивающие формирование СДН улучшенного качества, при разных значениях ступенчатой ВФ в пределах видимого диапазона углов.

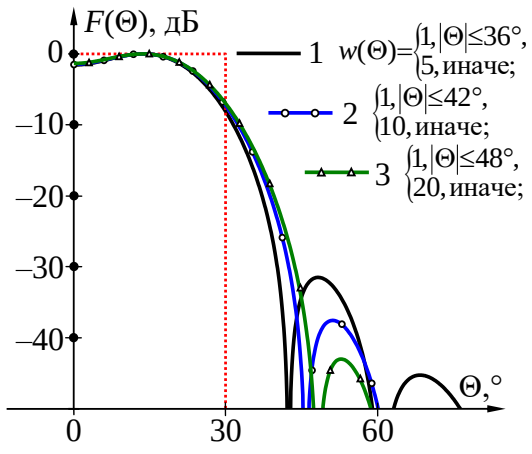
В презентации к докладу приведены нормированные ДН АР и соответствующие им АФР для случаев равных во всех зонах значений ВФ и увеличенных значений функции в пределах формируемого углового сектора максимального излучения. СДН охарактеризованы вторичными показателями, анализ которых, в частности, однозначно указывает на то, что увеличение уровня ВФ в пределах зоны сектора сопровождается

уменьшением степени неравномерности вершины и увеличением крутизны скатов ДН, что, бесспорно, является положительным моментом. Следует, заметить, однако, что при этом существенно возрастает уровень бокового излучения. Кроме того, ширина сектора сформированных СДН несколько возрастает. Последнее при необходимости может быть скомпенсировано предварительным сужением величины предполагаемого сектора.

В случае увеличения значений ВФ за пределами сектора излучения по сравнению с уровнем внутри сектора результаты оптимизации демонстрируют частичное улучшение отдельных показателей при несущественном ухудшении других. Заметим, однако, что согласно полученным результатам значительное преобладание значений ВФ в зоне нулевого излучения сопровождается сохранением относительно невысокого уровня боковых лепестков СДН, улучшением неравномерности вершины при сохранении крутизны скатов ДН и ощутимом сужении рабочего сектора.

Значительно более интересны результаты оптимизации при увеличении уровня ВФ в меньшей или наоборот большей части сектора максимального излучения. В презентации представлены синтезированные нормированные ДН и соответствующие им АФР, полученные при условии увеличения уровня ВФ в пределах лишь центральной части сектора. Установлено, что такой подход к взвешиванию СКО сопровождается сужением ширины сектора ДН и уменьшением крутизны ее скатов, однако, при этом вершина сектора ДН выравнивается и сохраняется относительно низкий уровень боковых лепестков в предполагаемой зоне нулевого излучения.

На рис. 1 приведены нормированные ДН АР, полученные при условии, что уровень ВФ является увеличенным лишь в части диапазона видимых углов за пределами сектора – в зоне нулевого излучения. Анализ вторичных показателей сформированных СДН свидетельствует о том, что увеличение уровня ВФ в зоне боковых лепестков сопровождается их значительным уменьшением. При этом неравномерность вершины и крутизна скатов ДН, а также степень сужения сектора максимального излучения практически не изменяются.



Показатель	Позиция на рисунке		
	1	2	3
ширина сектора,°	48.0	49.0	49.3
неравномерность вершины, дБ	–1.57	–1.45	–1.34
крутизна скатов	0.56	0.54	0.51
уровень бокового излучения, дБ	–31.5	–37.5	–43.0
СКО, %	26.8	26.4	26.5

$I_k^{(1)}=(-0.135, -0.166, 0.340, 1.000)$;
$I_k^{(2)}=(-0.115, -0.167, 0.309, 1.000)$;
$I_k^{(3)}=(-0.106, -0.163, 0.297, 1.000)$.

Рис. 1. СДН и их показатели при увеличении ВФ в зоне нулевого излучения

3. Заключение

Разработана методика синтеза секторной ДН линейной антенной решетки, основанная на минимизации СКО между идеальной СДН и формируемой решеткой ДН, взвешенного со ступенчатой ВФ. Результатом синтеза является АФР на раскрыве АР. На конкретных примерах продемонстрирована эффективность методики. Заметим, что отличительной особенностью разработанной методики синтеза СДН является возможность учета отличной от изотропной направленности элемента АР.

Установлено, что ВФ является важным инструментом при решении задачи синтеза СДН решетки. В процессе формирования СДН весовая функция выступает не просто как совокупность коэффициентов, определяющих вес СКО для текущего угла наблюдения, а скорее как механизм управления приоритетами между различными требованиями к уровням излучения в разных угловых зонах. В частности, ВФ позволяет указывать алгоритму синтеза на то, какие угловые зоны являются более приоритетными. Повышенный уровень ВФ внутри сектора максимального излучения или в более широкой зоне сопровождается минимизацией неравномерности вершины и соблюдением границ сектора. Увеличение веса СКО в зоне бокового излучения приводит к формированию СДН со сниженным уровнем бокового излучения даже ценой ухудшения формы ДН в секторе максимального излучения.

Дальнейшим развитием исследования является формирование криволинейного профиля ВФ, адаптированного к конкретным ограничениям, накладываемым на форму секторной ДН антенной решетки как в пределах сектора максимального излучения, так и в зоне нулевого уровня.

Литература

1. Митрохин В. Н., Пропастин А. А. Синтез излучающей системы, формирующей секторную диаграмму направленности с минимизацией эффекта Гиббса // Радиооптика, 2016, № 6. – С. 1-13.
2. Останков А. В., Нечаев А. С., Дашян С. Ю. Синтез фазированной антенной решетки с секторной диаграммой направленности // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2021, Т. 17, № 3. – С. 78-84.
3. Nandi P., Roy J. S. Performance comparison of optimization methods for flat-top sector beamforming in a cellular network // Journal of Telecommunication and Information Technology, 2022, No. 3. – Pp. 39-46.
4. Ogurtsov S., Caratelli D., Song Z. A review of synthesis techniques for phased antenna arrays in wireless communications and remote sensing // International Journal of Antennas and Propagation, 2021, Art. 5514972.
5. Ostankov A. Synthesizing the sector directional pattern with improved quality indicators / A. Ostankov, A. Nechaev, S. Dachian, T. Demina, A. Faulgaber, K. M. San // 2022 ELEKTRO, 2022. – Pp. 1-5.
6. Останков А. В., Ковалевская В. В. Формирование секторной диаграммы направленности линейной антенной решетки методом параметрической оптимизации // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2025, Т. 21, № 3. – С. 113-120.
7. Хансен Р. С. Фазированные антенные решетки / пер. с англ. под ред. А. И. Синани. М.: Техносфера, 2012. – 558 с.
8. Chernoyarov O. V. A simple method for increasing the equal-amplitude non-uniform linear thinned array directivity / O. V. Chernoyarov, A. V. Salnikova, I. A. Kirpicheva, A. V. Ostankov // 2019 5th International Conference on Frontiers of Signal Processing, 2019. – Pp. 117-120.
9. Ostankov A. Phased antenna array synthesis technique employing special directional patterns and demonstrating improved performance / A. Ostankov, A. Ryabchunov, S. Dachian, A. Makarov, M. Slepneva // International Journal on Communications Antenna and Propagation, 2022, Vol. 12, No. 3. – Pp. 218-227.
10. San K. M. Special shape directional pattern synthesis based on antenna with a comb reflector / K. M. San, A. Ostankov, A. Rud', A. Salnikova, T. Demina, S. Dachian // 2021 6th International Conference on Frontiers of Signal Processing, ICFSP 2021 : 6. Paris, 2021. – Pp. 33-36.

REFERENCES

1. Mitrokhin, V. N., Propastin, A. A. Synthesis of a radiating system forming a sector radiation pattern with minimization of the Gibbs effect // Radiooptika, 2016, No. 6. – Pp. 1-13.
2. Ostankov, A. V., Nechaev, A. S., Dashyan, S. Yu. Synthesis of a phased antenna array with a sector radiation pattern // Bulletin of Voronezh State Technical University, 2021, Vol. 17, No. 3. – Pp. 78-84.
3. Nandi, P., Roy, J. S. Performance comparison of optimization methods for flat-top sector beamforming in a cellular network // Journal of Telecommunication and Information Technology, 2022, No. 3. – Pp. 39-46.
4. Ogurtsov, S., Caratelli, D., Song, Z. A review of synthesis techniques for phased antenna arrays in wireless communications and remote sensing // International Journal of Antennas and Propagation, 2021, Art. 5514972.
5. Ostankov, A. Synthesizing the sector directional pattern with improved quality indicators / A. Ostankov, A. Nechaev, S. Dachian, T. Demina, A. Faulgaber, K. M. San // 2022 ELEKTRO, 2022. – Pp. 1-5.
6. Ostankov, A. V., Kovalevskaya, V. V. Formation of a sector radiation pattern of a linear antenna array using the parametric optimization method // Bulletin of the Voronezh State Technical University, 2025, Vol. 21, No. 3. – Pp. 113-120.
7. Hansen, R. S. Phased array antennas / translated from English by A. I. Sinani. Moscow: Tekhnosfera, 2012. – 558 p.
8. Chernoyarov, O. V. A simple method for increasing the equal-amplitude non-uniform linear thinned array directivity / O. V. Chernoyarov, A. V. Salnikova, I. A. Kirpicheva, A. V. Ostankov // 2019 5th International Conference on Frontiers of Signal Processing, 2019. – Pp. 117-120.
9. Ostankov, A. Phased antenna array synthesis technique employing special directional patterns and demonstrating improved performance / A. Ostankov, A. Ryabchunov, S. Dachian, A. Makarov, M. Slepneva // International Journal on Communications Antenna and Propagation, 2022, Vol. 12, No. 3. – Pp. 218-227.
10. San, K. M. Special shape directional pattern synthesis based on antenna with a comb reflector / K. M. San, A. Ostankov, A. Rud', A. Salnikova, T. Demina, S. Dachian // 2021 6th International Conference on Frontiers of Signal Processing, ICFSP 2021 : 6. Paris, 2021. – Pp. 33-36.

ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ЛИНЕЙНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК: ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ АЛГОРИТМЫ И ЧАСТНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ

В. В. Ковалевская, А. Ю. Чернышев

Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Представлен вычислительный комплекс для оптимизации линейных антенных решеток. На основе параметрической численной оптимизации предложено решение трех ключевых задач: повышения коэффициента направленного действия разреженных решеток, минимизации уровня бокового излучения и синтеза секторной диаграммы направленности. Численные эксперименты подтвердили эффективность подходов: получены прирост КНД, снижение уровня боковых лепестков, минимизация искажений вершины секторной ДН. Результаты имеют практическую значимость для проектирования современных радиотехнических систем.

Ключевые слова: антенная решетка, оптимизация, диаграмма направленности, коэффициент направленного действия, уровень боковых лепестков.

PARAMETRIC OPTIMIZATION OF LINEAR ANTENNA ARRAYS: COMPUTATIONAL ALGORITHMS AND SPECIFIC RESULTS OF THEIR APPLICATION

V. V. Kovalevskaya, A. Yu. Chernyshev

Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. A computational complex for the optimization of linear antenna arrays is presented. Based on parametric numerical optimization, solutions to three key problems are proposed: enhancing the directivity of sparse arrays, minimizing sidelobe levels, and synthesizing sector radiation patterns. Numerical experiments confirmed the effectiveness of the approaches: an increase in directivity gain, reduction of sidelobe levels, and minimization of sector pattern peak distortions were achieved. The results are of practical significance for the design of modern radio engineering systems.

Keywords: antenna array, optimization, radiation pattern, directivity gain, sidelobe level.

1. Введение

В современных радиотехнических системах антенные решетки (АР) стали неотъемлемым элементом как военного, так и гражданского сектора. Их широкое внедрение обусловлено возможностью достижения сверхвысокой направленности излучения и коэффициента усиления, что критически важно, например, для радиолокационных станций дальнего обнаружения и систем спутниковой связи [1,2]. Особую значимость АР приобретают в контексте развития сетей пятого поколения и многофункциональных радиолокационных комплексов, где требуется высокая плотность размещения элементов и адаптивность [3]. Ключевыми преимуществами технологии являются возможность электронного управления диаграммой направленности (ДН) без механического поворота антенны, а также гибкость в формировании специальных типов ДН: секторных, косекансных, а также ДН с глубоким подавлением боковых лепестков и адаптивным формированием нулей в направлениях источников помех [4,5].

Несмотря на обширную историю исследований и практическое внедрение, предельные эксплуатационные характеристики и потенциальные возможности антенных решеток изучены недостаточно полно. Основная трудность заключается в отсутствии аналитических решений задач многопараметрической оптимизации свойств АР, особенно при наличии нелинейных ограничений на амплитудно-фазовое распределение [6]. Большинство современных подходов базируется на методах численной оптимизации (генетические алгоритмы, роевой интеллект, выпуклая оптимизация), однако результаты таких исследований часто носят фрагментарный характер, зависят от выбранной целевой функции и не всегда доступны для верификации независимыми исследователями [7,8]. Это создает потребность в определенной систематизации расчетно-оптимизационных вариантов и выявлении закономерностей, определяющих предельно достижимые показатели эффективности линейных антенных решеток.

В целях частичного решения обозначенной проблемы на кафедре радиотехники Воронежского государственного технического университета (ВГТУ) разработан специализированный вычислительный комплекс. Он включает совокупность алгоритмических и программных средств, предназначенных для расчетно-оптимизационного анализа характеристик линейных АР. Целью настоящей работы является систематизация и представление ключевых алгоритмических подходов, реализованных в разработанном программном обеспечении, а также демонстрация отдельных результатов численных исследований, подтверждающих их эффективность при решении задач синтеза и оптимизации параметров АР.

2. Алгоритм оптимизации геометрии разреженной линейной антенной решетки

Для решения задачи повышения направленности разреженной линейной АР разработан вычислительный алгоритм поиска квазиоптимальных координат изотропных излучателей в симметричной равноамплитудной синфазной решетке [9]. Входными параметрами алгоритма выступают совокупный размер раскрыва решетки и количество излучающих элементов.

Задача оптимизации пространственного расположения элементов формализована как поиск глобального максимума целевой функции, в качестве которой использована зависимость коэффициента направленного действия (КНД) неэквидистантной АР от вектора межэлементных расстояний. Для решения данной многоэкстремальной задачи оптимизации применен модифицированный генетический алгоритм, обеспечивающий устойчивую сходимость к квазиоптимальным решениям при ограниченной вычислительной сложности. Детализированная структурная схема вычислительного алгоритма представлена в материалах доклада. Следует отметить, что в разработанном комплексе применена неклассическая модификация генетического алгоритма (ГА), первоначально предложенная в [10,11]. Данная версия ГА отличается от стандартной реализации рядом специфических операторов селекции, кроссовера и мутации, учитывающих особенность целевой функции, заключающуюся в поиске глобального экстремума целевой функции в окрестности локальных экстремумов. Алгоритм прошел многократную верификацию при решении широкого класса прикладных антенных задач: от синтеза ДН антенны заданной формы [12] до оптимизации геометрии излучающего раскрыва [13] и генерации многовариантных исходных данных для учебных материалов по радиотехническим дисциплинам [14]. Его использование обусловлено доказанной устойчивостью к локальным экстремумам и относительно высокой скоростью сходимости при оптимизации нелинейных целевых функций с ограниченной областью допустимых решений.

Проведенные с использованием разработанного алгоритма численные эксперименты продемонстрировали существенный выигрыш в величине КНД неэквидистантных решеток по сравнению с их эквидистантными аналогами с идентичной длиной раскрыва. В докладе приведены количественные оценки прироста КНД в зависимости от числа элементов и коэффициента разреженности АР. Под коэффициентом разреженности АР понимается безразмерная величина, равная отношению среднего расстояния между излучателями к длине λ излучаемой волны. Среднее расстояние вычисляется как частное от деления длины раскрыва решетки на число её элементов. Данный параметр позволяет количественно оценивать степень разрежения структуры антенны независимо от рабочего частотного диапазона.

Так, в частности, для 8-элементной неэквидистантной линейной решетки с квазиоптимальным расположением излучателей зафиксирован прирост КНД около 3 дБ относительно эквидистантной АР той же длины с шагом $1.1\cdot\lambda$ [15].

3. Алгоритм минимизации уровня бокового излучения неэквидистантной линейной антенной решетки

Разработан вычислительный алгоритм синтеза пространственной конфигурации линейной неэквидистантной синфазной антенной решетки с равномерным амплитудным распределением, обеспечивающей минимально достижимый уровень боковых лепестков (УБЛ) диаграммы направленности [16,17].

При условии симметричного расположения элементов относительно центра апертуры АР задача сводится к поиску вектора координат элементов $\vec{x}=\{x_1, x_2, ..., x_N\}$, минимизирующего целевую функцию: $\Phi(\vec{x})=\max_{\theta\in\Omega_{SLL}}[F(\Theta,\vec{x})]\rightarrow\min$, где $F(\Theta,\vec{x})$ – нормированная амплитудная ДН, Ω_{SLL} – область углов, исключающая главный лепесток ДН. Ограничения на оптимизируемые параметры задаются условиями: $0<x_1<x_2<...<x_{N/2}\le L/2$, $x_{i+1}-x_i\ge d_{min}$, где $d_{min}=\lambda/4$ – минимально допустимое расстояние, исключающее сильное взаимное влияние излучателей. Поиск глобального минимума целевой функции реализован на базе модифицированного ГА, адаптированного для задач дискретно-непрерывной оптимизации координат излучателей. Структурная схема алгоритма представлена в материалах доклада.

Проведена серия численных экспериментов по оптимизации конфигураций АР с варьированием числа элементов ($N=4...20$) и относительной длины апертуры ($L/\lambda=2...10$). Результаты, представленные в виде таблиц и графических зависимостей, демонстрируют закономерности снижения УБЛ за счет оптимизации межэлементных расстояний. В частности, для 14-элементной решетки с $L=6.5\lambda$ достигнуто снижение УБЛ с «минус» 13.2 дБ (эквидистантный случай) до «минус» 22.0 дБ при квазиоптимальном размещении элементов.

Представленные в докладе ДН оптимизированных неэквидистантных АР различной апертуры демонстрируют два ключевых эффекта, достигаемых за счет квазиоптимального размещения элементов [18]:

1) снижение уровня ближних боковых лепестков – лепестков, непосредственно примыкающих к главному максимуму, что повышает помехозащищенность антенной системы вблизи основного направления излучения;

2) выравнивание (стабилизация) уровня бокового излучения в широкой угловой области – формирование ДН с квазипериодической структурой боковых лепестков, характеризующейся малым разбросом их амплитуд относительно среднего значения.

Указанные свойства отличают оптимизированные неэквидистантные решетки от эквидистантных аналогов, для которых характерен значительный градиент уровней боковых лепестков с ростом угла отклонения от нормали к апертуре.

4. Алгоритм синтеза секторной диаграммы направленности с оптимизируемым шаблоном

Третий разработанный алгоритм предназначен для улучшения качества секторной ДН эквидистантной линейной АР [19]. В качестве базового метода синтеза использован классический подход, основанный на разложении требуемой ДН в обобщённый ряд Фурье в базисе функций Котельникова [20]. Результатом синтеза является амплитудно-фазовое распределение (АФР) на излучающем раскрыве решетки, техническая реализация которого позволяет формировать ДН секторного типа.

Проблема классического подхода заключается в том, что применение прямоугольного шаблона ДН для расчёта АФР приводит к проявлению эффекта, аналогичного явлению Гиббса. Эффект выражается в следующих негативных последствиях: возникновение значительных переколебаний вершины секторной ДН, уменьшение крутизны скатов (фронтов) диаграммы, рост уровня боковых лепестков за пределами рабочего сектора, сужение эффективной ширины рабочего сектора. В [19] предложен метод использования параметрического шаблона, форма которого определяется двумя управляющими параметрами: шириной рабочего сектора (α), степенью сглаживания вершины (β). В отличие от статических методов, параметры шаблона оптимизируются в ходе работы вычислительного алгоритма для достижения заданных характеристик ДН. Целевая функция определяется как отклонение фактического уровня переколебаний вершины δ_{ripple} от требуемого значения δ_{req} при условии сохранения заданной ширины сектора Θ_{work} диаграммы направленности: $\Phi(\alpha,\beta)=|\delta_{\text{ripple}}(\alpha,\beta)-\delta_{\text{req}}|+\gamma|\Theta_{\text{work}}(\alpha,\beta)-\Theta_{\text{target}}|\to\min$, где γ — весовой коэффициент, учитывающий приоритет сохранения ширины сектора. Поиск глобального минимума целевой функции реализован с применением модифицированного ГА.

В докладе представлено описание алгоритма, а также результаты его апробации в виде синтезированных секторных ДН для разных значений ширины рабочего сектора ($\Theta_{\text{work}}=30°...90°$), числа элементов АР ($N=4...16$), допустимого уровня переколебаний вершины ДН ($\delta_{\text{req}}=0.1...1.0$ дБ). Установлено, что использование оптимизируемого двухпараметрического шаблона для 8-элементной решетки позволяет: сохранить ширину 60-градусного рабочего сектора, минимизировать переколебания вершины до требуемого уровня (вплоть до 0.1–0.3 дБ), снизить максимальный уровень бокового излучения за пределами сектора. Улучшение равномерности поля в рабочем секторе достигается ценой уменьшения крутизны скатов ДН. Количественный анализ показал, что для 8-элементной решетки при ужесточении требований к переколебаниям вершины на 1 дБ крутизна наклона скатов снижается в среднем на 4 % [21]. Данная закономерность отражает фундаментальный компромисс между равномерностью ДН в рабочем секторе и избирательностью антенной системы.

5. Заключение

Таким образом, разработанный специализированный вычислительный комплекс успешно решает актуальную задачу параметрической оптимизации линейных АР там, где классические аналитические методы недостаточны. Применение вычислительного комплекса в совокупности с модифицированным ГА позволило существенно улучшить ключевые характеристики антенных систем: повысить КНД разреженных решеток, значительно снизить УБЛ и минимизировать искажения при синтезе секторных ДН. Полученные результаты подтверждают эффективность алгоритмических подходов и их практическую значимость для создания современных радиотехнических комплексов с высокими эксплуатационными показателями.

Литература

1. Хансен Р. С. Фазированные антенные решетки. М.: Техносфера, 2012. – 560 с.
2. Mailloux R. J. Phased Array Antenna Handbook. Artech House, 2017. – 550 p.
3. Balanis C. A. Antenna Theory: Analysis and Design. Wiley, 2016. – 1072 p.
4. Воскресенский Д. М., Добычина Е. М. Цифровые антенные решётки бортовых систем. М.: Радиотехника, 2020. – 240 с.
5. Щесняк С. С., Попов М. П. Адаптивные антенны. СПб.: Изд-во ВИККА им. А. Ф. Можайского, 1996. – 611 с.
6. Haupt R. L., Werner D. H. Genetic Algorithms in Electromagnetics. Wiley-IEEE Press, 2007. – 320 p.
7. Лось В. Ф. Методы оптимизации характеристик антенных элементов и решеток, имитирующие стайное поведение и эволюцию живых существ в природе / В. Ф. Лось, И. О. Порохов, А. Г. Гудков, И. А. Сидоров // Антенны, 2024, № 4(290). – С. 50-66.
8. Кочетков В. А. Сравнение возможностей метаэвристических алгоритмов в решении задач проектирования антенных решёток / В. А. Кочетков, Д. Ю. Шеянов, И. Ю. Лысанов, И. В. Солдатиков // Известия Тульского государственного университета. Технические науки, 2022, № 2. – С. 116-124.
9. Останков А. В., Кирпичева И. А. Оптимизация направленных свойств линейных неэквидистантных антенных решеток // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2013, Т. 9, № 4. – С. 8-11.
10. Сабанин В. Р., Смирнов Н. И., Репин А. И. Модифицированный генетический алгоритм для задач оптимизации и управления // Exponenta Pro. Математика в приложениях, 2004, № 3–4. – С. 78-85.
11. Репин А. И., Смирнов Н. И., Сабанин В. Р. Идентификация и адаптация САР с использованием эволюционных алгоритмов оптимизации // Промышленные АСУ и контроллеры, 2008, № 3. – С. 31-35.
12. San K. M. Special shape directional pattern synthesis based on antenna with a comb reflector / K. M. San, A. Ostankov, A. Rud', A. Salnikova, T. Demina, S. Dachian // 2021 6th International Conference on Frontiers of Signal Processing, ICFSP 2021 : 6, Paris, 2021. – Pp. 33-36.
13. Останков А. В. Оптимизация свойств вынесенного облучателя в антенне с плоским гребенчатым зеркалом // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2013, Т. 9, № 5-1. – С. 25-27.
14. Кирпичева И. А., Останков А. В. Генерация оптимальных исходных данных для учебных радиотехнических задач // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2019, Т. 15, № 2. – С. 115-121.
15. Chernoyarov O. V. A simple method for increasing the equal-amplitude non-uniform linear thinned array directivity / O. V. Chernoyarov, A. V. Salnikova, I. A. Kirpicheva, A. V. Ostankov // 2019 5th International Conference on Frontiers of Signal Processing (ICFSP 2019), Marseille, France, 2019. – Pp. 117-120.
16. Останков А. В., Антипов С. А., Сахаров Ю. С. Минимаксный уровень бокового излучения равноамплитудной неэквидистантной антенной решетки // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2013, Т. 9, № 6-3. – С. 10-12.
17. Кирпичева И. А., Останков А. В. Результаты применения эволюционного алгоритма для параметрического синтеза неэквидистантных антенных решеток // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2018, Т. 14, № 4. – С. 77-80.

18. Ostankov A. Potentially achievable levels of lateral radiation of an equal-amplitude nonuniformly-filled array / A. Ostankov, K. M. San, O. Chernoyarov, S. Pergamenchtchikov // Proceedings of the 13th International Conference on Measurement, MEASUREMENT 2021, Virtual, Smolenice Castle, 2021. – Pp. 216-219.
19. Останков А. В., Нечаев А. С., Дашян С. Ю. Синтез фазированной антенной решетки с секторной диаграммой направленности // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2021, Т. 17, № 3. – С. 78-84.
20. Митрохин В. Н., Пропастин А. А. Синтез излучающей системы, формирующей секторную диаграмму направленности с минимизацией эффекта Гиббса // Радиооптика, 2016, № 6. – С. 1-13.
21. Ostankov A. Synthesizing the sector directional pattern with improved quality indicators / A. Ostankov, A. Nechaev, S. Dachian, T. Demina, A. Faulgaber, K. M. San // 2022 ELEKTRO (ELEKTRO), Krakow, Poland, 2022. – Pp. 1-5.

REFERENCES

1. Hansen, R. S. Phased array antennas. Moscow: Tekhnosfera, 2012. – 560 p.
2. Mailloux, R. J. Phased array antenna handbook. Artech House, 2017. – 550 p.
3. Balanis, C. A. Antenna theory: Analysis and design. Wiley, 2016. – 1072 p.
4. Voskresensky, D. M., Dobychina, E. M. Digital antenna arrays of onboard systems. Moscow: Radio Engineering, 2020. – 240 p.
5. Shchesnyak, S. S., Popov, M. P. Adaptive antennas. St. Petersburg: A. F. Mozhaisky VIKKA Publishing House, 1996. – 611 p.
6. Haupt, R. L., Werner, D. H. Genetic algorithms in electromagnetics. Wiley-IEEE Press, 2007. – 320 p.
7. Los, V. F. Methods for optimizing the characteristics of antenna elements and arrays simulating the schooling behavior and evolution of living creatures in nature / V. F. Los, I. O. Porokhov, A. G. Gudkov, I. A. Sidorov // Antennas, 2024, No. 4(290). – Pp. 50-66.
8. Kochetkov, V. A. Comparison of the capabilities of metaheuristic algorithms in solving antenna array design problems / V. A. Kochetkov, D. Yu. Sheyanov, I. Yu. Lysanov, I. V. Soldatikov // Bulletin of Tula State University. Engineering Sciences, 2022, No. 2. – Pp. 116-124.
9. Ostankov, A. V., Kirpicheva, I. A. Optimization of directional properties of linear nonequidistant antenna arrays // Bulletin of the Voronezh State Technical University, 2013, Vol. 9, No. 4. – Pp. 8-11.
10. Sabanin, V. R., Smirnov, N. I., Repin, A. I. A modified genetic algorithm for optimization and control problems // Exponenta Pro. Mathematics in Applications, 2004, No. 3-4. – Pp. 78-85.
11. Repin, A. I., Smirnov, N. I., Sabanin, V. R. Identification and adaptation of automatic control systems using evolutionary optimization algorithms // Industrial ACS and controllers, 2008, No. 3. – Pp. 31-35.
12. San, K. M. Special shape directional pattern synthesis based on antenna with a comb reflector / K. M. San, A. Ostankov, A. Rud', A. Salnikova, T. Demina, S. Dachian // 2021 6th International Conference on Frontiers of Signal Processing, ICFSP 2021: 6, Paris, 2021. – Pp. 33-36.
13. Ostankov, A. V. Optimization of the properties of an external feed in an antenna with a flat comb mirror // Bulletin of the Voronezh State Technical University, 2013, Vol. 9, No. 5-1. – Pp. 25-27.
14. Kirpicheva, I. A., Ostankov, A. V. Generation of optimal initial data for educational radio engineering problems // Bulletin of the Voronezh State Technical University, 2019, Vol. 15, No. 2. – Pp. 115-121.

15. Chernoyarov, O. V. A simple method for increasing the equal-amplitude non-uniform linear thinned array directivity / O. V. Chernoyarov, A. V. Salnikova, I. A. Kirpicheva, A. V. Ostankov // 2019 5th International Conference on Frontiers of Signal Processing (ICFSP 2019), Marseille, France, 2019. – Pp. 117-120.
16. Ostankov, A. V., Antipov, S. A., Sakharov, Yu. S. Minimax level of sideband radiation of an equal-amplitude nonequidistant antenna array // Bulletin of the Voronezh State Technical University, 2013, Vol. 9, No. 6-3. – Pp. 10-12.
17. Kirpicheva, I. A., Ostankov, A. V. Results of applying an evolutionary algorithm for parametric synthesis of nonequidistant antenna arrays // Bulletin of the Voronezh State Technical University, 2018, Vol. 14, No. 4. – Pp. 77-80.
18. Ostankov, A. Potentially achievable levels of lateral radiation of an equal-amplitude nonuniformly-filled array / A. Ostankov, K. M. San, O. Chernoyarov, S. Pergamenchtchikov // Proceedings of the 13th International Conference on Measurement, MEASUREMENT 2021, Virtual, Smolenice Castle, 2021. – Pp. 216-219.
19. Ostankov, A. V., Nechaev, A. S., Dashyan, S. Yu. Synthesis of a phased antenna array with a sector radiation pattern // Bulletin of the Voronezh State Technical University, 2021, Vol. 17, No. 3. – Pp. 78-84.
20. Mitrokhin, V. N., Propastin, A. A. Synthesis of a radiating system forming a sector radiation pattern with minimization of the Gibbs effect // Radio Optics, 2016, No. 6. – Pp. 1-13.
21. Ostankov, A. Synthesizing the sector directional pattern with improved quality indicators / A. Ostankov, A. Nechaev, S. Dachian, T. Demina, A. Faulgaber, K. M. San // 2022 ELEKTRO (ELEKTRO), Krakow, Poland, 2022. – Pp. 1-5.

СТРУКТУРА БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ ФАЗИРОВАННЫХ ЭКВИДИСТАНТНЫХ КОЛЬЦЕВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

В. О. Афанасьев[1,2], А. Ю. Востров[1], И. С. Дмитриев[1], Е. Ю. Ященко[1,2]

[1]АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[2]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. При использовании кольцевой антенной решетки в качестве антенной системы многоканального радиопеленгатора вероятность аномальной ошибки пеленгования определяется наряду с отношением сигнал/шум уровнем боковых лепестков синтезированной диаграммы направленности антенной системы и общим количеством таких лепестков для каждого значения частоты и направления прихода пеленгуемой радиоволны. Однако до настоящего времени отсутствовала инженерная методика расчета максимального уровня боковых лепестков и определения их локализации. В данной работе рассмотрены физические закономерности формирования боковых лепестков диаграмм направленности эквидистантных плоских кольцевых антенных решеток из ненаправленных антенн. Разработана методика определения условий формирования диаграммы направленности с боковыми лепестками максимального уровня для данной длины волны и расчета относительного уровня этих лепестков и их углового удаления от главного лепестка. Предложен графический метод решения этой задачи.

Ключевые слова: Эквидистантная кольцевая антенная решетка, диаграмма направленности, боковые лепестки диаграммы направленности, максимальный уровень бокового лепестка.

STRUCTURE OF MINOR LOBES OF THE RADIATION PATTERNS OF PHASED RING ANTENNA ARRAYS

V. O. Afanasyev[1,2], A. Yu. Vostrov[1], I. S. Dmitriev[1], E. Yu. Yashchenko[1,2]

[1]JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[2]Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. When using a circular antenna array as the antenna system of a multichannel radio direction finder, the probability of a anomalous direction – finding error is determined, along with the signal-to-noise ratio, by the sidelobe level of the synthesized antenna system radiation pattern and the total number of such lobes for each frequency and direction of arrival of the radio wave being direction-found. However, to date, there has been no engineering methodology for calculating the maximum sidelobe level and determining their localization. This paper examines the physical regularities governing the formation of sidelobes in the radiation patterns of equispaced planar circular antenna arrays composed of omnidirectional antennas. A methodology is developed to determine the conditions for forming a radiation pattern with maximum-level sidelobes for a given wavelength? As well as to calculate the relative level of these sidelobes and their angular separation from the main lobe. A graphical method for solving this problem is proposed.

Keywords: equispaced circular antenna array, radiation pattern, sidelobes of the radiation pattern, maximum sidelobe level.

1. Введение

Плоские эквидистантные кольцевые антенные решетки (ЭКАР), представляющие собой систему $N \geq 3$ ненаправленных антенн, фазовые центры (ФЦ) которых расположены на плоскости равномерно по окружности радиуса r, широко используются для формирования направленных диаграмм направленности (ДН) в пределах кругового азимутального сектора 0°…360° передающих ЭКАР при равноамплитудном возбуждении всех антенн за счет соответствующего фазирования питающих токов, и приемных ЭКАР за счет соответствующего фазирования при суммировании напряжений с выходов антенн на входе одноканального радиоприемника.

Известно, что диапазон рабочих частот ЭКАР ограничен снизу и сверху не только полосой пропускания составляющих ее антенн, но и зависит от параметров самой решетки: радиуса r и числа антенн N, определяющих форму ДН ЭКАР для каждой длины волны и каждого направления (азимута) фазирования.

При этом на нижнем краю рабочего диапазона с увеличением длины радиоволны λ и соответственным уменьшением электродинамического радиуса решетки $r_\lambda = r/\lambda$ расширяется главный лепесток ДН и уменьшается его кривизна в области максимума. Это приводит к расширению полосы пропускания пространственного фильтра при использовании ЭКАР в радиосвязи и к увеличению флуктуационных ошибок пеленгования – в радиопеленгации – сверх заданных значений. Количественные характеристики этих эффектов достаточно подробно исследованы в литературе [1-4].

Верхняя частота рабочего диапазона ЭКАР ограничена ростом с увеличением электродинамического радиуса r_λ уровня боковых лепестков ДН, которые в задачах радиосвязи приводят к появлению нежелательных направлений передачи/приема радиосигналов, а в задаче пеленгования – к аномальным ошибкам пеленгования, когда в результате воздействия шумов уровень бокового лепестка функции правдоподобия превышает уровень ее главного лепестка.

Однако до настоящего времени вопросы создания методики расчета параметров боковых лепестков ДН ЭКАР (уровни боковых лепестков и их ориентация относительно главного лепестка ДН и осей симметрии ЭКАР в зависимости от электродинамического радиуса) не решены. Известные попытки [5-9] создания такой методики на основе одномерной зависимости максимального уровня η бокового лепестка от электродинамического радиуса r_λ решетки с представлением ДН в виде усеченного ряда по функциям Бесселя следует признать неудачными, поскольку они не меняют стратегию поиска лепестков максимального уровня – прямой перебор по двумерной области, а изменяют только алгоритм вычисления значений ДН в процессе поиска. В работах [10-13] эта задача решалась применительно к единственному боковому лепестку максимального уровня, тогда как для практики (например, для оценки вероятности аномальной ошибки многоканального радиопеленгатора с ЭКАР) актуальны параметры некоторого множества боковых лепестков ДН достаточно большого уровня.

Цель настоящей работы – исследование механизма возникновения боковых лепестков ДН ЭКАР и создание методики расчета параметров множества боковых лепестков ДН с использованием 2-мерной зависимости уровня бокового лепестка ДН от электродинамического радиуса r_λ и азимута направления фазирования θ_0 с учетом свойств симметрии ЭКАР.

2. Математическое описание диаграммы направленности по мощности эквидистантной антенной решетки

Для определенности будем использовать левостороннюю декартову систему координат с осью абсцисс, направленной в плоскости рисунка вверх (на север). Углы отсчитываются от оси абсцисс (опорного направления) по часовой стрелке. N – элементная ЭКАР с индексами антенных элементов от 1 до N располагается в плоскости XOY таким образом, что ее геометрический центр совпадает с началом координат, а АЭ с индексом 1 расположен на опорном направлении (на оси абсцисс).

В [1] предложен алгоритм максимально правдоподобного оценивания направления прихода радиоволны многоканальным пеленгатором с антенной решеткой произвольной конфигурации. Нормированная функция неопределенности этого алгоритма совпадает с диаграммой направленности (ДН) по мощности фазированной антенной решетки с направлением фазирования, совпадающим с направлением прихода пеленгуемой радиоволны. В частном случае кольцевой антенной решетки эта функция может быть выражена через конечную сумму косинусов:

$$D(r_\lambda, \theta_0, \theta, N) = \frac{1}{N} + \frac{2}{N^2} \sum_{m=1}^{N-1} \sum_{n=m+1}^{N} \cos\left(\Delta\phi_{mn}(\theta_0) - \Delta\phi_{mn}(\theta)\right), \qquad (1)$$

где θ_0 – направление фазирования антенной решетки (направление главного лепестка ДН);

θ – текущее направление измерения ДН, в частности, направление бокового лепестка;

N – число антенных элементов в решетке;

$\Delta\phi_{mn}(\theta)$ – фазовый сдвиг между сигналами на нагрузках m-го и n-го антенных элементов при приходе радиоволны с азимута θ.

Обозначим ширину основного лепестка синтезированной ДН $2\Delta\theta$, а угловое расстояние от θ до θ_0 с учетом периода 2π через $d(\theta, \theta_0)$, т.е.

$$d(\theta, \theta_0) = \min\left(|\theta, \theta_0|, |\theta, \theta_0 \pm 2\pi|\right).$$

Тогда максимальный уровень боковых лепестков для каждого значения r_λ представляется выражением:

$$\eta(r_\lambda) = \max_{d(\theta,\theta_0)\geq\Delta\theta} \left(D(r_\lambda, \theta, \theta_0)\right).$$

Известно [5], что функция $\eta(r_\lambda)$ является неубывающей, т.е. ее график представляет собой чередование участков строго монотонного возрастания МУБЛ и участков ее постоянства, при этом на участках строгой монотонности МУБЛ выполняется равенство:

$$\eta(r_\lambda) = \theta_0(r_\lambda) \pm \pi,$$

т.е. на этих участках максимальный боковой лепесток является задним.

Воспользуемся этой информацией для поиска значений азимута направления фазирования, способствующих появлению максимального заднего лепестка. Для этого построим графики зависимости уровня заднего лепестка ДН от электродинамического радиуса r_λ решетки и азимута направления фазирования для ЭКАР с $N = 3, 4$ и 5 (рис. 1-3).

Из рассмотрения этих графиков можно сделать вывод, что для каждой ЭКАР существуют характеристические направления фазирования $\theta_{(ch)}$ с повышенным уровнем заднего лепестка ДН в количестве $2N$ для четных N и $4N$ для нечетных N,

эквидистантно (т.е. с шагом соответственно π/N и $\pi/(2N)$) распределенные в секторе от 0 до 2π радиан.

$$\theta_{(\mathrm{ch})k} = \begin{cases} k\pi/(2N), & k = 0...4N-1, \quad N-\text{odd} \\ k\pi/N, & k = 0...4N-1, \quad N-\text{even} \end{cases}$$

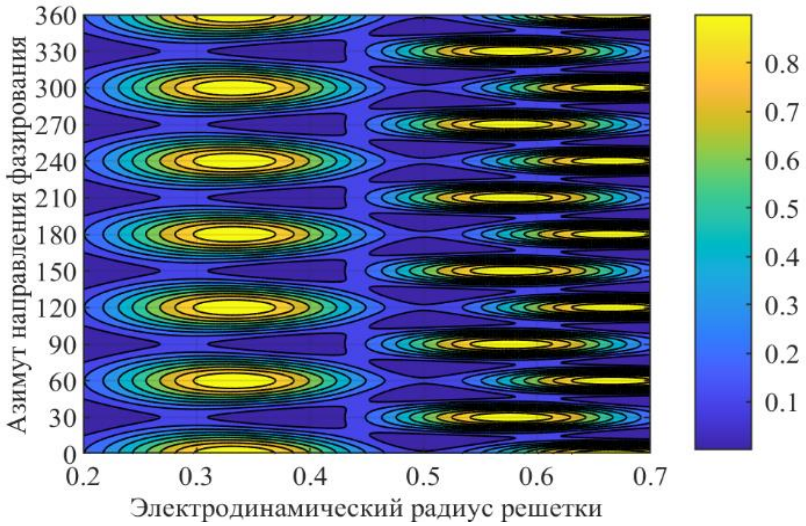


Рис. 1. Уровень заднего лепестка ДН 3-элементной ЭКАР

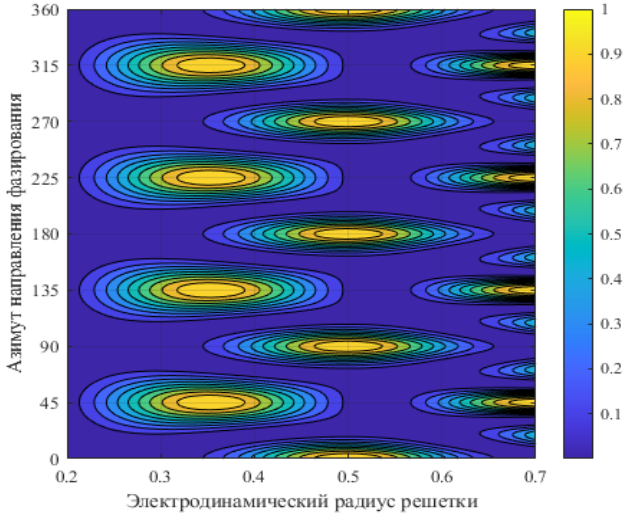


Рис. 2. Уровень заднего лепестка ДН 4-элементной ЭКАР

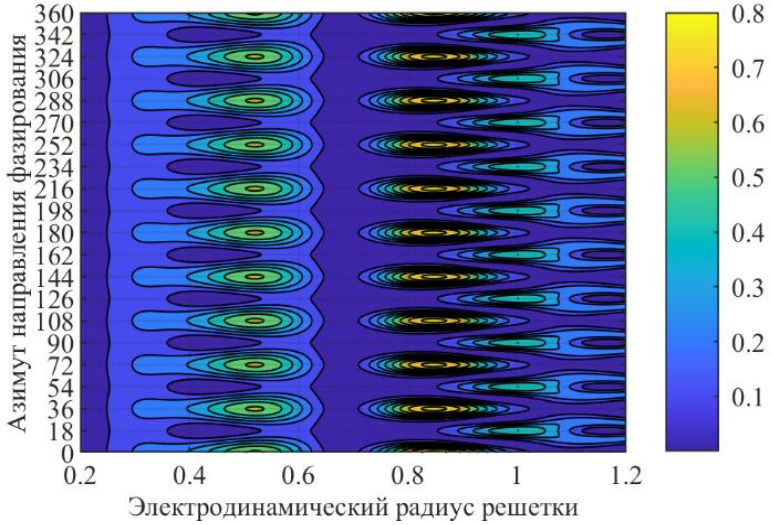


Рис. 3. Уровень заднего лепестка ДН 5-элементной ЭКАР

Для каждой ЭКАР характеристические направления можно разделить на 2 семейства, различающиеся по форме зависимости уровня заднего лепестка ДН от электродинамического радиуса – четные и нечетные в соответствии с четностью номера n. Четные характеристические направления совпадают с направлениями осей симметрии ЭКАР, проведенных через фазовые центры АЭ, а нечетные параллельны сторонам правильного многоугольника, образующего ЭКАР, и представляют собой биссектрисы между четными направлениями. Отличительный признак характеристических направлений: если спроецировать на линию характеристического направления фазовые центры всех АЭ, то расстояния между соседними проекциями будут иметь наименьшее число различающихся значений по сравнению с любыми другими направлениями.

Из графиков видно, что на каждом характеристическом направлении зависимость уровня заднего лепестка от электродинамического радиуса имеет резонансные максимумы, при этом максимальный относительный уровень заднего лепестка ДН для 3- и 4-элементных ЭКАР равен 1, а для 5-элементной ЭКАР в диапазоне $0,2 \le r_\lambda \le 1,2$ не превышает 0,8. Слева к точке максимума примыкает участок монотонного роста МУБЛ, который в этой точке кончается. Но тогда в соответствии с известной из практики закономерностью справа должен начинаться участок постоянного значения МУБЛ, и это постоянное значение равно достигнутому в резонансной точке уровню заднего лепестка. Объяснение такого поведения ДН состоит в следующем.

В соответствии с (1) максимальное значение нормированной ДН $D(r_\lambda, \theta_0, \theta, N)_{\max} = 1$ имеет место только в том случае, если каждое слагаемое в двойной сумме равно единице:

$$D(r_\lambda, \theta_0, \theta, N)_{\max} = \frac{1}{N} + \frac{2}{N^2} \sum_{m=1}^{N-1} \sum_{n=m+1}^{N} 1 = 1.$$

При $\theta = \theta_0$ (для главного лепестка ДН) $\cos\left(\Delta\phi_{mn}(\theta_0) - \Delta\phi_{mn}(\theta_0)\right) = 1$, и это условие выполняется автоматически для всех m и n. Уровень произвольного бокового лепестка ДН при $\theta \ne \theta_0$ может быть равен уровню главного лепестка только при условии, что для всех m и n $\Delta\phi_{mn}(\theta_0) - \Delta\phi_{mn}(\theta) = 2l\pi$, $l = 0, \pm 1, \pm 2 \ldots$

В общем случае аргумент косинуса в выражении (1) в векторных обозначениях можно записать в виде:

$$\Delta\phi_{mn}(\theta_0) - \Delta\phi_{mn}(\theta) = 2\pi r_\lambda \Delta\mathbf{R}_{mn}^{\mathrm{T}} \left(\mathbf{P}(\theta_0) - \mathbf{P}(\theta)\right), \qquad (2)$$

где $\Delta\mathbf{R}_{mn} = \left[\cos(\alpha_n), \sin(\alpha_n)\right]^{\mathrm{T}} - \left[\cos(\alpha_m), \sin(\alpha_m)\right]^{\mathrm{T}}$ – нормированный на радиус вектор ребра решетки с индексами m и n – разность единичных векторов m-го и n-го АЭ;

$\mathbf{P}(\theta_0) - \mathbf{P}(\theta) = \left[\cos(\theta_0), \sin(\theta_0)\right]^{\mathrm{T}} - \left[\cos(\theta), \sin(\theta)\right]^{\mathrm{T}}$ – разностный вектор направления фазирования и направления на боковой лепесток ДН, выраженный в направляющих косинусах. При условии $\theta = \theta_0 \pm \pi$ (задний лепесток) разностный вектор $\mathbf{P}(\theta_0) - \mathbf{P}(\theta)$ совпадает по направлению с направлением фазирования и имеет модуль 2.

Предположим, для некоторого характеристического направления $\theta_{(\mathrm{ch})}$ существует резонансное значение $r_{\lambda\,\mathrm{rez}}$ такое что

$$2\pi r_{\lambda\,\mathrm{rez}} \Delta\mathbf{R}_{mn}^{\mathrm{T}} \left(\mathbf{P}\left(\theta_{(\mathrm{ch})}\right) - \mathbf{P}\left(\theta_{(\mathrm{ch})} + \pi\right)\right) = \Delta\Delta\phi_{\mathrm{rez}}.$$

Нетрудно показать, что при увеличении $r_\lambda > r_{\lambda\,\mathrm{rez}}$ постоянство величины $\Delta\Delta\phi_{\mathrm{rez}}$, влекущее за собой постоянство уровня бокового лепестка, обеспечивается при изменении направления фазирования и направления бокового лепестка:

$$2\pi r_\lambda \Delta\mathbf{R}_{mn}^{\mathrm{T}}\left(\mathbf{P}\left(\theta_{(\mathrm{ch})} \pm \Delta\theta\right) - \mathbf{P}\left(\theta_{(\mathrm{ch})} + \pi \mp \Delta\theta\right)\right) = \Delta\Delta\phi_{\mathrm{rez}},$$

где $\Delta\theta = \arccos\dfrac{r_{\lambda\,\mathrm{rez}}}{r_\lambda}$

При этом угловое расстояние между главным и максимальным боковым лепестком с ростом r_λ уменьшается, стремясь в пределе к нулю:

$$\left|\theta_0 - \theta\right| = \pi - 2\arccos\frac{r_{\lambda\,\mathrm{rez}}}{r_\lambda} = 2\arcsin\frac{r_{\lambda\,\mathrm{rez}}}{r_\lambda}.$$

Именно это обстоятельство является причиной возникновения горизонтальных участков («ступеней») на графике зависимости МУБЛ η от электродинамического радиуса решетки r_λ [5].

3. Иллюстрация полученных закономерностей (графический метод определения параметров боковых лепестков диаграммы направленности)

Для визуализации зависимости МУБЛ η от электродинамического радиуса решетки r_λ и азимута направления фазирования θ_0 целесообразно использовать 3-мерную декартову систему координат, в которой по оси абсцисс будем откладывать значения r_λ, по оси ординат – значения θ_0, а по оси аппликат – значения МУБЛ η, а также значения η_0 и η_1 уровней заднего лепестка при направлении фазирования вдоль четной и нечетной характеристической оси ЭКАР соответственно.

Каждая ДН, имеющая максимальный боковой лепесток $\eta\left(r_\lambda\right)$ представляется в этой системе координат точкой, которую можно отобразить ее проекциями на координатные плоскости $r_\lambda - \theta_0$ и $r_\lambda - \eta$. Совокупность этих точек образует некоторые непрерывные линии в указанном 3-мерном пространстве, которые удобно рассматривать и анализировать через их проекции.

На рис.4 и 5 изображены такие проекции для 4- и 5-элементной ЭКАР с учетом изложенных выше особенностей формирования боковых лепестков максимального уровня.

В качестве примера на «горизонтальной» проекции на каждом из этих рисунков отмечены 4 точки. Соответствующие этим точкам диаграммы направленности изображены внизу на тех же рисунках и соединены с ними стрелками. На диаграммах направленности точками отображаются угловые координаты антенных элементов, звездочкой – направление фазирования – главный лепесток ДН.

Стрелками на проекциях отображены направления проецирования точек на оси координат, позволяющие считывать параметры ДН, отображаемой данной точкой $\left(r_\lambda, \theta_0, \eta\right)$. Правая шкала ординат сдвинута относительно левой на 180 градусов. Азимут максимального бокового лепестка ДН определяется по ней как азимут точки основного лепестка, зеркально отраженной от характеристической оси.

По графикам рис. 4 и 5 можно определить параметры максимального бокового лепестка ДН при любом направлении фазирования θ_0 и любом значении r_λ.

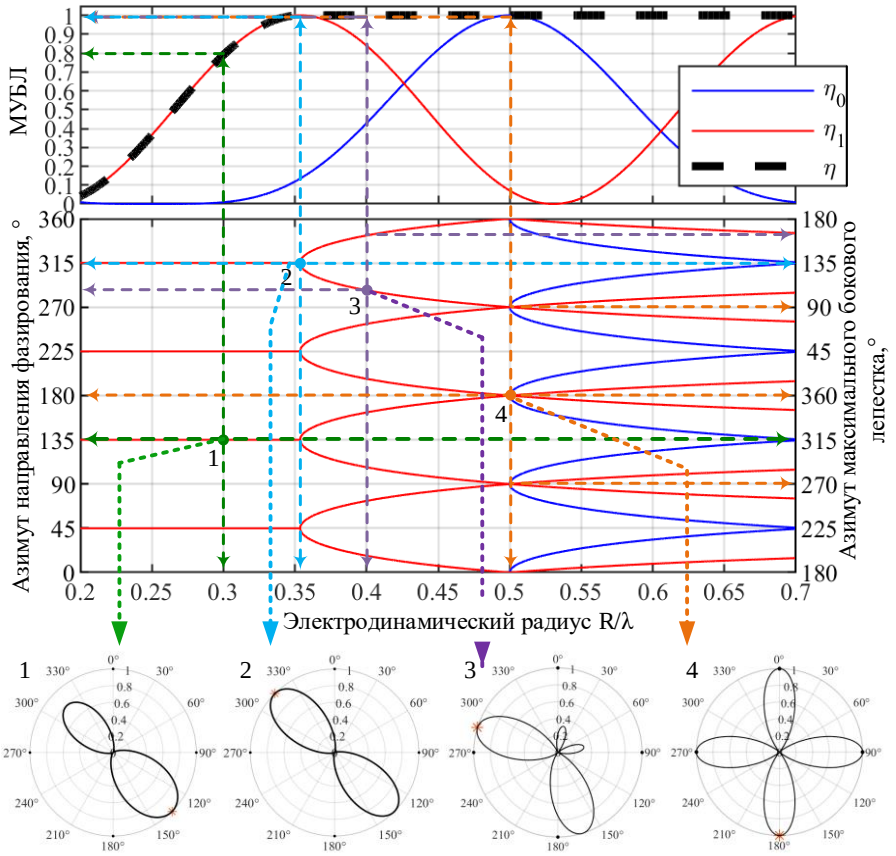


Рис. 4. Параметры боковых лепестков максимального уровня для 4-элементной ЭКАР

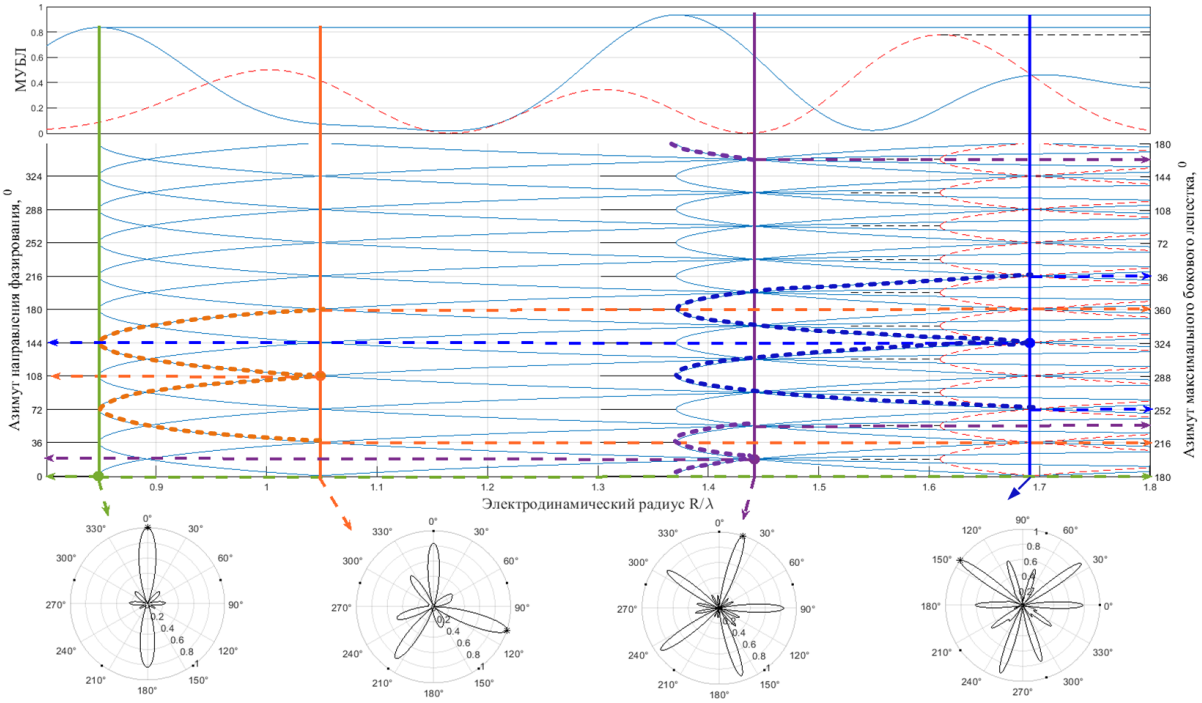


Рис. 5. Параметры боковых лепестков для 5-элементной ЭКАР

Во-первых, ДН имеет боковой лепесток максимального уровня только в том случае, если отображающая ее точка принадлежит одной из линий на нижнем графике – геометрических мест точек, отображающих именно такие ДН.

Во-вторых, абсцисса этой точки равна электродинамическому радиусу решетки, ордината, считанная по левой шкале – азимуту направления фазирования, при которых имеет место эта ДН, а аппликата, считанная по штриховой кривой на верхнем графике, представляет относительный уровень максимального бокового лепестка этой ДН.

В-третьих, если точка на «горизонтальной» проекции принадлежит горизонтальному прямому участку линии, то азимут направления на максимальный боковой лепесток соответствует ординате этой точки по правой шкале. Если точка принадлежит криволинейному (арккосинусоидальному) участку, то азимут направления на максимальный боковой лепесток соответствует ординате по правой шкале точки с той же абсциссой, принадлежащей другой ветви той же арккосинусоиды. Если точка принадлежит одновременно двум или более арккосинусоидам и прямым линиям, то соответствующая этой точке ДН имеет несколько (по числу пересекающихся арккосинусоид и прямых линий) боковых лепестков соответствующего каждой такой линии уровня.

4. Заключение

Таким образом, получены выражения, позволяющие для любой ЭКАР определить частоту сигнала и направление фазирования, приводящие к формированию диаграммы направленности с боковыми лепестками максимального уровня, и рассчитать параметры этих лепестков: относительный уровень и расположение относительно главного лепестка диаграммы направленности. Предложен графический метод решения этой задачи.

Это позволяет определять вероятность аномальной ошибки пеленгования методом имитационного статистического моделирования при «критических» сочетаниях длины пеленгуемой радиоволны и направления ее прихода, для которых эта вероятность максимальна в соответствии с числом и относительными уровнями боковых лепестков ДН, или по аналитическим методикам, изложенным в [11], [12], [14] или в докладе на настоящей конференции [А. Ю. Востров, И. С. Дмитриев. Вероятность аномальных ошибок многоканального азимутального радиопеленгатора].

Литература

1. Дмитриев И.С., Сличенко М.П. Максимально правдоподобное обнаружение и оценивание направления прихода и амплитуды напряженности радиоволны с помощью многоканального радиопеленгатора с антенной системой произвольной конфигурации. // Антенны, 2011, № 5 (168). – С 59-64.
2. Артемов М.Л. Предельная пеленгационная чувствительность пеленгационной антенной системы / Артемов М.Л., Виноградов А.Д., Дмитриев И.С., Ильин М.Ю., Подшивалова Г.В. // Антенны, 2010, №12(163). – С. 13-19.
3. Виноградов А. Д. Анализ широкополосности радиопеленгаторов ОВЧ-УВЧ диапазонов с малоэлементными кольцевыми антенными решетками / Виноградов А. Д., Михин А. Ю., Подшивалова Г. В, Шипилова Т. И. // Антенны. 2008, № 7-8 (134-135). – С. 7-15.
4. Виноградов А. Д. Предельная чувствительность широкодиапазонных радиопеленгаторов с эквидистантными кольцевыми антенными решетками из ненаправленных антенн / Виноградов А. Д., Дмитриев И. С., Ильин М. Ю., Козлов М. И., Сличенко М. П., Соломко Е. С. // Антенны, 2013, №5 (192). – С. 18-29.
5. Виноградов А.Д., Литвинов Г.В., Макаров Г.В. Оптимизация структур корреляционно-интерферометрических радиопеленгаторов с кольцевыми антенными решетками. // Антенны, 2001, № 5(51). – С. 33-38.

6. Ашихмин А. В. Исследование характеристик широкополосных малоэлементных однокольцевых антенных решеток с использованием функций Бесселя / Ашихмин А. В., Виноградов А. Д., Мазлов М. Г., Минин Л. А. // Антенны, 2006, №8(111). – С. 8-14.
7. Виноградов А. Д., Минин Л. А., Работкин В. А. Математическое описание диаграмм направленности эквидистантных кольцевых фазированных антенных решеток с использованием функций Бесселя. // Антенны, 2017 № 5 (237). – С. 5-12.
8. Андреев Е.О, Виноградов А. Д., Минин Л. А. Свойства боковых лепестков диаграммы направленности для однокольцевых фазированных решеток. // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXXI Международной научно-технической конференции. – Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2025, Т. 3. – С. 179-186
9. Андреев Е.О. Частотно-азимутальная зависимость структуры боковых лепестков диаграммы направленности фазированных эквидистантных однокольцевых антенных решеток / Андреев Е.О., Березин А.В., Виноградов А.Д., Минин Л.А. // Антенны. 2025. № 4. – С. 46-61.
10. Дмитриев И. С. Характеристики бокового излучения (приема) фазированных кольцевых антенных решеток. // Антенны, 2015, №5(216). – С. 28-34.
11. Дмитриев И.С., Ильин М.Ю. Расчет максимальной вероятности аномальных ошибок азимутального радиопеленгатора с кольцевой антенной решеткой. // Антенны, 2019, №3. – С. 16-25.
12. Артемов М.Л. Методика расчета вероятности аномальных ошибок моноимпульсного многоканального пеленгатора с антенной системой произвольной конфигурации / Артемов М.Л., Дмитриев И.С., Ильин М.Ю., Сличенко М.П. // Антенны, 2020, №3. – С. 58-66.
13. Dmitriev S., Slichenko M., Titova O. // 2024 IEEE 9th ALL-Russian Microwave Conference (RMC), Moscow, Russian Federation, 2024, – Pp. 377-381, https://ieeexplore.ieee.org/document/10846854. Дата обращения 23.03.2026 г.
14. Уфаев В.А. Методика расчета вероятности аномальных ошибок пеленгования с применением кольцевых антенных решеток. – Антенны, 2017, №6(238). – С. 17-22.

REFERENCES

1. Dmitriev I.S., Slichenko M.P., Maximum likelihood detection and estimation of direction of arrival and electric field strength amplitude of a radio wave using a multichannel direction finder with an arbitrary configuration antenna system. // Antennas, 2011, No. 5 (168). – Pp. 59-64.
2. Artemov M.L. Limiting direction-finding sensitivity of a direction-finding antenna system. / Artemov M.L., Vinogradov A.D., Dmitriev I.S., Ilyin M.Yu., Podshivalova G.V. // Antennas, 2010, No. 12 (163). – Pp. 13-19.
3. Vinogradov A.D. Analysis of broadband capability of VHF-UHF radio direction finders with low-element circular antenna arrays / Vinogradov A.D., Mikhin A.Yu., Podshivalova G.V., Shipilova T.I. // Antennas. 2008, No. 7-8 (134-135). – Pp. 7-15.
4. Vinogradov A. D. Ultimate Sensitivity of Wide-Range Radio Direction Finders with Equidistant Circular Antenna Arrays of Omnidirectional Antennas / Vinogradov A. D., Dmitriev I. S., Ilyin M. Yu., Kozlov M. I., Slichenko M. P., Solomko E. S. // Antennas, 2013, No. 5 (192). – Pp. 18-29.
5. Vinogradov A.D., Litvinov G.V., Makarov G.V. Optimization of structures of correlation-interferometric radio direction finders with circular antenna arrays. // Antennas, 2001, No. 5 (51). – Pp. 33-38.

6. Ashikhim A.V. Investigation of characteristics of wideband low-element single-ring antenna arrays using Bessel functions / Ashikhim A.V., Vinogradov A.D., Mazlov M.G., Minin L.A. // Antennas, 2006, No. 8 (111). – Pp. 8-14.
7. Vinogradov A.D., Minin L.A., Rabotkin V.A. Mathematical description of radiation patterns of equispaced circular phased antenna arrays using Bessel functions. // Antennas, 2017, No.5 (237). – Pp. 5-12.
8. Andreev E.O., Vinogradov A.D., Minin L.A. Properties of sidelobes of the radiation pattern for single-ring phased arrays. // Radar, Navigation, Communication: Proceeding of the XXXI International scientific and technical conference. – Voronezh: VSU Publishing House, 2025, Vol.3. – Pp. 179-186.
9. Andreev E.O. Frequency-Azimuth dependence of the sidelobe structure of the radiation pattern of phased equispaced single-ring antenna arrays / Andreev E.O., Berezin A.V., Vinogradov A.D., Minin L.A. // Antennas. 2025. No. 4. – Pp. 46-61
10. Dmitriev I.S. Characteristics of sidelobe radiation (reception) of phased circular antenna arrays. // Antennas, 2015, No.5 (216). – Pp. 28-34
11. Dmitriev I.S., Ilyin M.Yu. Calculation of the maximum probability of anomalous azimuth errors of a direction finder with a circular antenna array. // Antennas, 2019, No. 3. – Pp. 16-25
12. Artemov M.L. Methodology for calculating the probability of anomalous errors of a monopulse multichannel direction finder with an arbitrary configuration antenna system / Artemov M.L., Dmitriev I.S., Ilyin M.Yu., Slichenko M.P. // Antennas, 2020, No. 3. – Pp. 58-66.
13. Dmitriev S., Slichenko M., Titova O. // 2024 IEEE 9th ALL-Russian Microwave Conference (RMC), Moscow, Russian Federation, 2024, – Pp. 377-381, https://ieeexplore.ieee.org/document/10846854. Accessed 23.03.2026.
14. Ufaev V.A. Methodology for calculating the probability of anomalous direction – finding errors using circular antenna arrays. // Antennas, 2017, No. 6 (238). – Pp. 17-22.

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН В РАСТИТЕЛЬНОМ ПОКРОВЕ С УЧЕТОМ ФАЗ ВЕГЕТАЦИИ РАСТИТЕЛЬНОСТИ

В. С. Моргачева, В. А. Степкин, Г. К. Усков

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе предложена электродинамическая модель растительного покрова в виде неоднородной двухкомпонентной структуры среды «растительный слой + воздух». Рассмотрена сельскохозяйственная культура (пшеница) в процессе онтогенеза. Для каждой фазы вегетации определены биометрические параметры: высота покрова, геометрия листьев и стеблей, пространственная плотность фитомассы. Показано, что смена фаз вегетации приводит к перераспределению электромагнитного поля внутри объёма растительности. Учёт фаз вегетации позволяет повысить точность моделей распространения радиоволн в различных системах дистанционного мониторинга и СВЧ-радиометрии.

Ключевые слова: моделирование распространения радиоволн в растительном покрове, онтогенез пшеницы, относительная диэлектрическая среды «растительный слой + воздух», коэффициент передачи, СВЧ – радиометрия.

MODELING OF RADIO WAVE PROPAGATION IN VEGETATION COVER TAKING INTO ACCOUNT THE PHASES OF VEGETATION

Morgacheva V. S., Stepkin V. A., Uskov G.K.

Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. This paper proposes an electrodynamic model of vegetation cover as a heterogeneous two-component medium structure consisting of "vegetation layer + air." An agricultural crop (wheat) is considered during its ontogenesis. Biometric parameters are determined for each vegetation phase: cover height, leaf and stem geometry, and spatial phytomass density. It is shown that changing vegetation phases leads to a redistribution of the electromagnetic field within the vegetation volume. Taking vegetation phases into account allows for increased accuracy of radio wave propagation models in various remote monitoring and microwave radiometry systems.

Keywords: modeling of radio wave propagation in vegetation, wheat ontogenesis, relative dielectric constant of the environment “vegetation layer + air”, transmission coefficient, microwave radiometry.

1. Введение

Одной из ключевых задач в области СВЧ-радиометрии и дистанционного радиомониторинга является учет влияния растительного покрова и подстилающей поверхности на условия распространения радиоволн. Растительность и почва обладают сложной неоднородностью (вертикальное распределение влаги, градиент температуры, структура фитомассы) [1-3], что приводит к дополнительным потерям сигнала. Учёт этих потерь необходим для более точного определения скорости роста растений, особенно с учётом фаз вегетации, когда биометрические параметры культур существенно изменяются. Таким образом целью работы является реализация методики оценки скорости роста растительности при помощи электродинамического моделирования на основе анализа влияния растительного покрова, диэлектрические свойства которого

описываются некоторой эффективной проницаемостью, на условия распространения радиоволн.

Актуальность работы обусловлена потребностью в комплексных физико-математических моделях, объединяющих описание электродинамических свойств неоднородной почвы с растительным слоем и динамики вегетации. Такие модели позволят повысить точность методов дистанционного радиомониторинга сельскохозяйственных культур.

2. Электродинамические характеристики системы «растительный слой + воздух»

В данной работе предложено рассматривать электродинамическую модель растительного покрова в виде неоднородной двухкомпонентной структуры среды «растительный слой + воздух» (см.рис.1). Для обеспечения корректности модели ключевое значение имеет учет эффективных электрофизических характеристик растительного слоя. Относительная диэлектрическая проницаемость почвы была принята постоянной $\varepsilon_{\text{почвы}} = 14.5$. Такое значение относительной диэлектрической проницаемости является типовым для многих видов почв (влажность почвы – 25%).

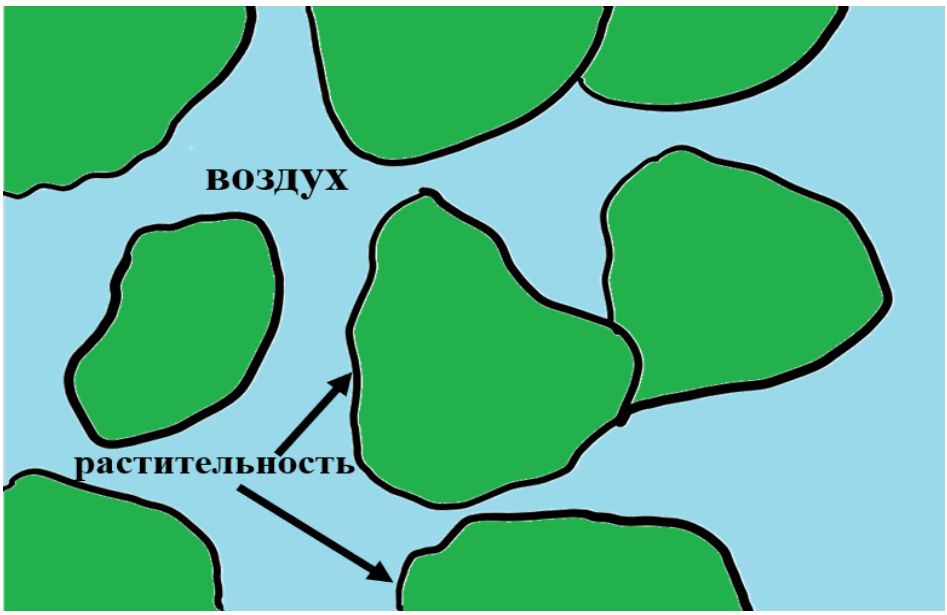


Рис.1. Неоднородная двухкомпонентная структура среды «растительный слой + воздух»

Относительная диэлектрическая проницаемость модели густого растительного покрова, представленного как сплошная среда "растительность + воздух" [1-3], определяется следующим образом:

$$\varepsilon_{\text{эфф}} = \frac{\varepsilon_{\text{р}}(1+pu)+u(1-p)}{\varepsilon_{\text{р}}(1-p)+p+u} \qquad (1)$$

где $10 \le u \le 20$ – коэффициент, зависящий от формы элементов растительности, $\varepsilon_{\text{р}} = \varepsilon_{\text{в}}\rho_{\text{р}}$ – относительная диэлектрическая проницаемость растительного покрова, где $\varepsilon_{\text{в}}$ – относительная диэлектрическая проницаемости воды, $\rho_{\text{р}}$ – объемное влагосодержание элемента растительности.

Относительная диэлектрическая проницаемость растительного компонента рассматриваемой среды зависит от плотности заполнения р, объемной влажности $\rho_{\text{р}}$ и содержания воды G_B в покрове высотой $l_{\text{р}}$ на площади S [1-3]:

$$G_B = W_B S = p\rho_{\text{р}} l_{\text{р}} S d_{\text{в}} \quad (2)$$

$$Q = p l_{\text{р}} d_{\text{в}} \quad (3)$$

где $d_{\text{в}}$ -удельный вес воды, Q – параметр, характеризующий кол-во зеленой массы растительности на единицу площади: $Q_p \rho_{\text{р}} = W_B$.

Согласно данным [1-3], параметры p и $\rho_{\text{р}}$ для травянистых покровов и сельхозпосевов варьируются в зависимости от типа, состояния и фазы вегетации: p=10^{-3} ÷ 10^{-2} для изреженного покрова; p = 10^{-2} ÷ 10^{-1} для густого покрова; $\rho_{\text{р}}$ = 0,1 ÷ 0,2 для сухой растительности; $\rho_{\text{р}}$ = 0,5 ÷ 0,8 для сырой зеленой растительности.

При помощи электродинамического моделирования в работе была реализована методика оценки скорости роста растительности на основе анализа влияния растительного покрова, диэлектрические свойства которого описываются некоторой эффективной диэлектрической проницаемостью, на условия распространения радиоволн.

При моделировании предполагалось, что антенны размещены так, что область пространства, эффективно участвующая в распространении радиоволны (первая Зона Френеля) охватывает весь растительный слой, но при этом в нее не попадает почва (рис.2).

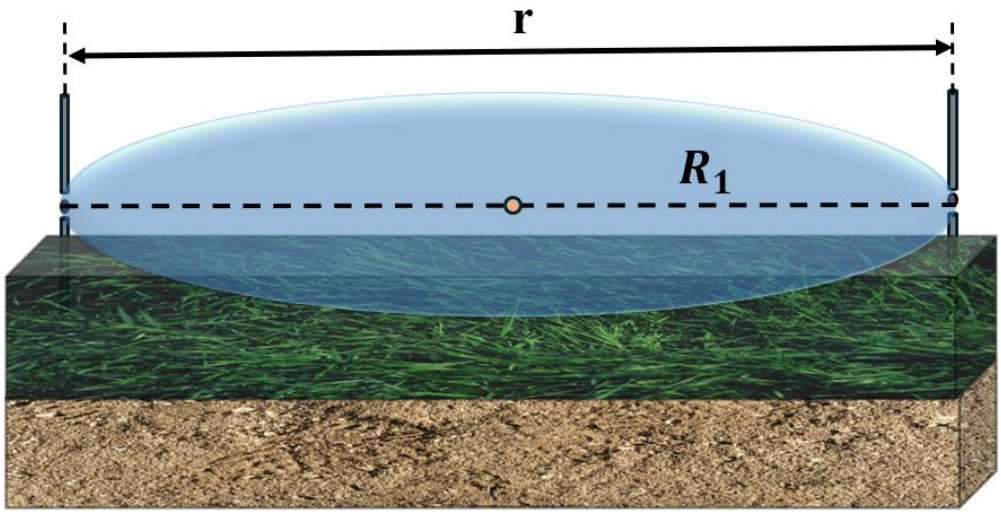


Рис. 2 Область пространства, эффективно участвующая в распространении радиоволны (первая Зона Френеля)

Максимальный радиус первой зоны Френеля находятся ровно посередине между антеннами и рассчитывается следующим образом [5]:

$$R_1 = \sqrt{\frac{r\lambda}{4}} \quad (4)$$

где r – расстояние между антеннами, λ – длина волны, для которой проводилось моделирование.

В работе рассматривалась, задача в рамках которой предполагалось, что максимальная высота растительности составляет не более *1 м.* Следовательно, максимальный радиус первой зоны Френеля не должен превышать это значение, то есть $R_1 \leq 1$ *м.*

Исходя из этого, для расстояния между антеннами порядка 10 метров, в качестве источника электромагнитного поля был выбран полуволновой диполь с резонансной частотой 230 МГц. Высота поднятия антенн над поверхностью в точности равна максимальному радиусу первой зоны Френеля (1 м).

3. Определение скорости роста растительного покрова

В настоящей работе под скоростью роста растительного покрова понимается увеличение фитомассы во времени. Выбор такого интегрального показателя связан с затруднительностью или невозможностью раздельной оценки вертикального и горизонтального прироста отдельных элементов в структуре сплошного растительного покрова.

Зная радиус первой зоны Френеля, можно оценить занимаемый ею объем пространства, используя следующее выражение:

$$V = \frac{\pi}{6}\lambda r^2 \tag{5}$$

Тогда доля объема этого пространства, занимаемого растительностью (см. рис.3), рассчитывается по формуле [6]:

$$V' = \frac{\pi r^2 \lambda}{12} + \frac{\pi r^{3/2}\sqrt{\lambda} d}{4} - \frac{4d^3}{3r\lambda} \tag{6}$$

где d – высота сегмента, занятого растительностью, r – расстояние между антеннами.

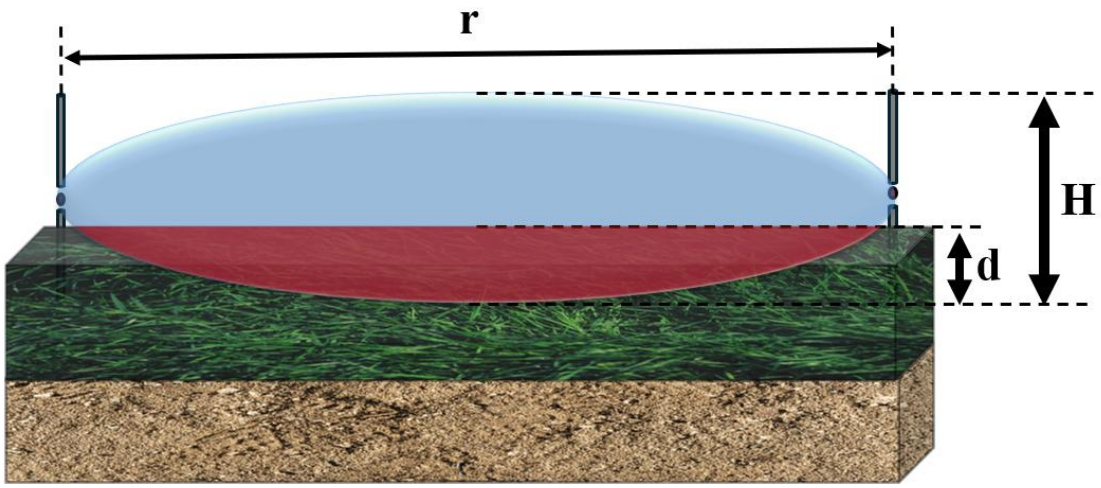


Рис. 3. К определению доли объема первой зоны Френеля, занимаемой растительностью

В таком случае, с учетом эффективной относительной диэлектрической проницаемости доли объема первой зоны Френеля, занимаемой растительностью напряженность электрической составляющей электромагнитного поля в пункте приема (E_1) можно вычислить по формуле [6]:

$$E_1 = E_0\left(\frac{H-d}{H} + \frac{d}{H}e^{-\gamma r}\right) \tag{7}$$

где E_0 – напряженность поля в точке приема в отсутствии растительности (то есть при $d = 0$), γ – коэффициент экстинкции в растительности.

Коэффициент экстинкции определяется следующим образом [7]:

$$\gamma = \left|\frac{1-\sqrt{\varepsilon_{эфф}'}}{1+\sqrt{\varepsilon_{эфф}'}}\right|^2 \tag{8}$$

Доля объема первой зоны Френеля, занимаемая растительностью, определяется следующим образом:

$$p = \frac{V'}{V} = \frac{d}{H} \quad (9)$$

А искомую скорость роста растительного покрова можно вычислить по формуле:

$$v = \frac{dV}{dt} = \frac{dp}{dt} \quad (10)$$

Необходимое отношение *d/H* легко выражается из формулы (7):

$$\frac{d}{H} = \frac{1 - \frac{E_1}{E_0}}{1 - e^{-\gamma r}} \quad (11)$$

Учитывая, что напряженность поля E_0 без растительности и напряженность поля E_1 с растительностью связаны через коэффициент передачи S_{21}:

$$\left|\frac{E_1}{E_0}\right| = |S_{21}| \quad (12)$$

Таким образом, зная динамику изменения коэффициента передачи по мере роста растительного покрова, можно производить оценку скорости его роста.

4. Результаты моделирования

Описанная выше модель растительного покрова неоднородной двухкомпонентной структуры среды «растительный слой + воздух» с учетом эффективной диэлектрической проницаемости была реализована с помощью САПР электродинамического моделирования CST Studio Suite 2025.

В ходе исследования производилась оценка S-параметров модели среды распространения радиоволн в виде неоднородной двухкомпонентной структуры «растительный слой + воздух», моделирующей онтогенез пшеницы на трёх ключевых стадиях вегетации: прорастания, цветения и созревания плодов.

Анализ результатов показал, что на стадии прорастания (высота растений 50–155 мм) в интервале 50–65 мм наблюдается резкое возрастание затухания до –70 дБ, что чётко соответствует пику скорости роста, активному формированию листьев и стеблей. В дальнейшем (65–155 мм) затухание стабилизируется, отражая достижение максимальной плотности структуры и переход растения к замедлению вегетативного роста.

На стадии цветения (400–750 мм) оценка роста фитомассы по измеренным S-параметрам позволяет надёжно определить переход от вегетативного к генеративному развитию. Резкое уменьшение коэффициента передачи до –75 дБ в диапазоне 400–450 мм соответствует активному формированию колосьев и листьев. В интервале 450–600 мм наблюдается стабилизация на уровне –70 дБ, а при 600–750 мм все S-параметры выходят на плато, что свидетельствует о прекращении вертикального роста и переключении энергии растения на налив зерна.

На стадии созревания плодов (800–1150 мм) S-параметры демонстрируют финальную стабилизацию. Умеренное возрастание коэффициента передачи до –65 дБ (800–850 мм) отражает уплотнение колосьев и завершение налива зерна. В диапазоне 850–1000 мм достигается физиологическое плато, а при 1000–1150 мм все S-параметры полностью стабилизируются, что однозначно указывает на прекращение роста и полное созревание растения.

5. Заключение

Таким образом, анализ S-параметров, позволяет в реальном времени разделять фазы онтогенеза пшеницы по характерным изменениям затухания и отражения сигнала. Максимальная чувствительность метода наблюдается на ранних стадиях активного роста (прорастание и начало цветения), в то время как на поздних этапах (созревание) S-

параметры переходят в режим насыщения, чётко сигнализируя о достижении растением физиологической зрелости.

Разработанный подход открывает перспективы для создания систем неинвазивного мониторинга сельскохозяйственных культур, оперативного контроля состояния посевов и оптимизации агротехнических мероприятий в рамках точного земледелия.

6. Благодарности

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

Для выполнения измерений в работе использовалось оборудование учебно-научного дизайн-центра проектирования радиоэлектронных систем СВЧ, терагерцового и оптического диапазонов на отечественной электронной компонентной базе ФГБОУ ВО «ВГУ» в рамках реализации федерального проекта «Подготовка кадров и научного фундамента для электронной промышленности».

Литература

1. Шутко, А. М. СВЧ-радиометрия водной поверхности и почвогрунтов. М.: Наука, 1985. 215 с.
2. Башаринов, А. Е., Гурвич, А. С., Егоров, С. Т. Радиоизлучение Земли как планеты. — М.: Наука, 1974. — 187 с.
3. Гудков, А. Г., Сидоров, И. А., Новичихин, Е. П. [и др.]. Радиометрия: монография / под ред. А. Г. Гудкова и И. А. Сидорова. – Москва: Научная библиотека, 2024. – 336 с.
4. Чухланцев, А. А. СВЧ радиометрия растительных покровов: дис. док. физ.-мат. наук : 01.04.03 Радиофизика / Институт радиотехники и электроники РАН. – М., 2004. – 196 с.
5. Степкин, В. А., Смусева, К. В., Усков, Г. К. Распространение радиоволн: учеб. пособие. Воронеж: Изд. дом ВГУ, 2024. 111 с.
6. Моргачева, В. С., Смусева, К. В., Усков, Г. К. // Проблемы техники и технологии телекоммуникаций. Оптические технологии в телекоммуникациях: материалы XXVII и XXIII Международных научно-технических конференций. Уфа, 2025. – Уфа: Уфимский университет науки и технологий, 2025. – С. 487-488.
7. Jha, K. K., Singh, K. P., Singh, R. N. Microwave response of green vegetation // Proceedings of the Indian Academy of Sciences - Section A. 1982. Vol. 91, no. 3. P. 209–217.
8. Ishimaru, A. Electromagnetic Wave Propagation, Radiation, and Scattering. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1991. 636 p. ISBN: 978-0-13-249061-8.
9. Ulaby, F. T., Jedlicka, R. P. Microwave Dielectric Properties of Plant Materials // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. – 1984. – Vol. GE-22, No. 4. – P. 406-415. – DOI: https://doi.org/10.1109/TGRS.1984.350644.

References

1. Shutko, A. M. Microwave Radiometry of Water Surfaces and Soils. Moscow: Nauka, 1985. 215 p.
2. Basharinov, A. E., Gurvich, A. S., and Egorov, S. T. Radio Emission of the Earth as a Planet. Moscow: Nauka, 1974. 187 p.
3. Gudkov, A. G., Sidorov, I. A., Novichikhin, E. P. [et al.]. Radiometry: a monograph / edited by A. G. Gudkov and I. A. Sidorov. – Moscow: Scientific Library, 2024. – 336 p.

Chukhlantsev, A. A. Microwave Radiometry of Plant Coverings: Dissertation of Doctor of Physical and Mathematical Sciences: 01.04.03 Radiophysics / Institute of Radio Engineering and Electronics of the Russian Academy of Sciences. – Moscow, 2004. – 196 p.
4. Chukhlancev, A. A. Microwave radiometry of plant covers dis. doc. physic-mathematical sciences: 01.04.03 Radiophysics / Institute of Radio Engineering and Electronics of the Russian Academy of Sciences. – M., 2004. – 196 p.
5. Stepkin, V. A., Smuseva, K. V., Uskov, G. K. Radio Wave Propagation: Textbook. Voronezh: VSU Publishing House, 2024. 111 p.
6. Morgacheva, V. S., Smuseva, K. V., Uskov, G. K. // Problems of Telecommunications Engineering and Technology. Optical Technologies in Telecommunications: Proceedings of the XXVII and XXIII International Scientific and Technical Conferences. Ufa, 2025. – Ufa: Ufa University of Science and Technology, 2025. – Pp. 487-488.
7. Jha, K. K., Singh, K. P., Singh, R. N. Microwave response of green vegetation // Proceedings of the Indian Academy of Sciences - Section A. 1982. Vol. 91, no. 3. P. 209–217.
8. Ishimaru, A. Electromagnetic Wave Propagation, Radiation, and Scattering. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1991. 636 p. ISBN: 978-0-13-249061-8.
9. Ulaby, F. T., Jedlicka, R. P. Microwave Dielectric Properties of Plant Materials // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. – 1984. – Vol. GE-22, No. 4. – P. 406-415. – DOI: https://doi.org/10.1109/TGRS.1984.350644.

РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВА ДИСТАНЦИОННОГО ОРИЕНТИРОВАНИЯ НАПРАВЛЕННЫХ АНТЕНН В ГОРИЗОНТАЛЬНОЙ ПЛОСКОСТИ

Г. А. Веселов, К. В. Никульшин

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

Аннотация. Обоснована актуальность проведения исследований в области разработок устройств дистанционного ориентирования направленных антенн. Приведена и подробно описана концепция разработки, состав и технические характеристики предложенного устройства для дистанционного ориентирования направленных антенн в горизонтальной плоскости, а также рассмотрен принцип работы устройства и результаты его апробации.

Ключевые слова: ориентирование; антенна; антенно-фидерная система; поворотное устройство.

DEVELOPMENT OF A DEVICE FOR REMOTE ORIENTATION OF DIRECTIONAL ANTENNAS IN THE HORIZONTAL PLANE

G. A. Veselov, K. V. Nikulshin

Military Educational and Scientific Center of the Air force «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air force Academy» (MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy»), Voronezh, Russia

Abstract. The relevance of conducting research in the field of developing devices for remote orientation of directional antennas is substantiated. The concept of development, composition, and technical characteristics of the proposed device for remote orientation of directional antennas in the horizontal plane are presented and described in detail, and the principle of operation of the device and the results of its testing are also discussed.

Keywords: orientation; antenna; antenna-feeder system; rotary device.

1. Введение

В эпоху интенсивного развития телекоммуникационных технологий и роста спроса на высокоскоростную и надежную связь особую значимость приобретает совершенствование антенных систем. Направленные антенны широко применяются в спутниковой связи, радиорелейных линиях, системах мобильной и фиксированной связи, образцах и комплексах специальной техники (ОСТ и КСТ, соответственно), относящихся к автоматизированным системам связи и управления и радиоэлектронной борьбы, а также в радиолокации и других областях. Ключевым фактором эффективности их работы является точная ориентация в пространстве – в частности, в горизонтальной плоскости, определяющая направление основного лепестка диаграммы направленности (ДН).

Актуальность разработки устройства дистанционного ориентирования направленных антенн в горизонтальной плоскости обусловлена рядом факторов:

1. Рост числа антенных установок. Расширение зон покрытия сетей связи, внедрение новых сервисов и стандартов связи (в том числе 5G, спутникового интернета)

и увеличение плотности размещения оборудования приводят к необходимости установки и настройки большого количества направленных антенн.

2. Требования к точности позиционирования. Направленные антенны обладают узкой ДН (как правило, от 1,5 до 2,5°), вследствие чего даже небольшие отклонения от заданного направления приводят к существенному снижению уровня сигнала и качества связи.

3. Сложности ручной настройки. Традиционные методы ориентирования (с использованием компаса, перископической артиллерийской буссоли, картографических данных, визуального контроля) характеризуются низкой точностью, зависят от опыта оператора и затруднены в условиях плотной городской застройки, сложного рельефа местности или ограниченной видимости.

4. Необходимость удаленного управления. В ряде случаев доступ к антенне может быть ограничен вследствие различной совокупности факторов (высотные установки, труднодоступные локации). Дистанционное управление позволяет сократить время настройки и снизить эксплуатационные затраты.

5. Автоматизация процессов. Интеграция устройств ориентирования в системы мониторинга и управления сетями связи обеспечивает возможность автоматической коррекции положения антенн при изменении условий распространения сигнала или конфигураций сети.

6. Экономическая эффективность. Снижение трудоемкости монтажа и обслуживания, рациональное использование эксплуатационного ресурса подъемного мачтового устройства, уменьшение числа ошибок при настройке и повышение стабильности связи напрямую влияют на рентабельность телекоммуникационных проектов.

7. Перспективы масштабирования. Разработанное устройство может быть адаптировано для работы с различными типами антенн и интегрировано в комплексные системы управления инфраструктурой связи.

Исходя из вышеизложенного, разработка устройства дистанционного ориентирования направленных антенн в горизонтальной плоскости отвечает современным вызовам различных сфер деятельности и областей применения, позволяя повысить надежность и эффективность телекоммуникационных систем, сократить затраты на их развертывание и обслуживание. Целью данной статьи является описание концепции разработки предложенного устройства, его состава и ключевых компонентов и принципа его работы. При этом отличительной особенностью концепции разработки данного устройства является обеспечение возможности его применения без внесения изменений в конструкцию изделия, предусмотренную заводом-изготовителем.

2. Концепция разработки, описание состава и технических характеристик устройства дистанционного ориентирования направленных антенн в горизонтальной плоскости

Для изготовления опытного образца устройства дистанционного ориентирования направленных антенн в горизонтальной плоскости были взяты следующие исходные данные и технические требования [1]:

сектор вращения поворотного устройства – от 0° до 360°;

максимальная допустимая нагрузка на крепление поворотного устройства – 50 кг;

материал изготовления крепления поворотного устройства – сталь;

запрещено вносить изменения в конструкцию антенно-фидерной системы и системы электропитания изделий, для которых предназначается разрабатываемое устройство;

напряжение питания пульта управления и шагового двигателя – 12 В;

возможность отображения индикации угла поворота антенны в градусах;

материальная основа – активная передающая фазированная антенная решетка (АПФАР) [2] и телескопическое мачтовое устройство [3].

Предложенное устройство дистанционного ориентирования АПФАР конструктивно выполнено в виде двух условных блоков – блока механического (соединительный элемент поворотного устройства с мачтой и АПФАР) и электрического (элементы управления и электропитания поворотного устройства).

Механический блок представляет собой сборный стальной стакан с тремя подшипниками, с которым соединяется АПФАР, в основании которого предварительно установлена стальная заглушка для обеспечения поворота АПФАР. Основание самого стакана устанавливается в штатное крепление мачты АФС, осуществляя, таким образом, ее надежное соединение с АПФАР [1, 4]. Размеры основания механического блока повторяют размеры основания АПФАР. Монтажный чертеж механического блока без заглушки представлен на рисунке 1.

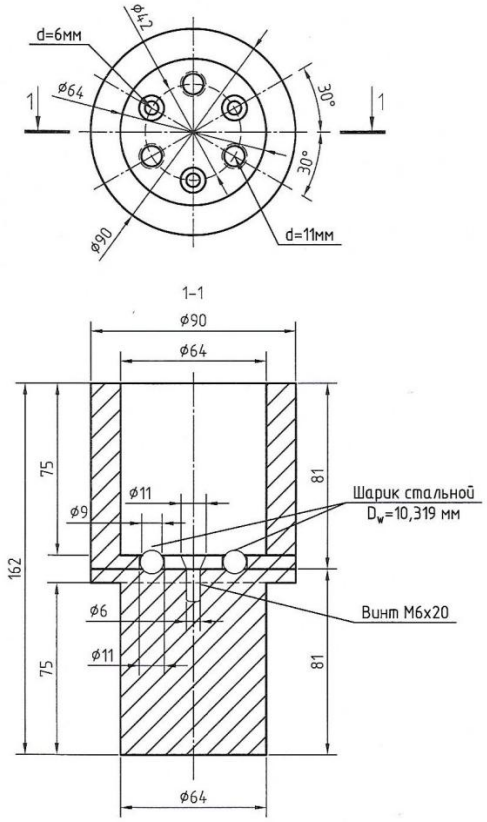


Рис. 1. Монтажный чертеж механического блока.

Механический блок представляет собой сложную составную конструкцию, включающую пять частей: два стакана, выполненных из стали, соединенных между собой винтами, в основание первого из которых встроены подшипники, а также заглушку для основания АПФАР.

Первая часть представляет собой стальную заглушку, выполненную в виде полнотелого цилиндра с конусовидным расширением на конце. Данная деталь предназначена для обеспечения контакта основания АПФАР, имеющей полое основание, с подшипниками второй части блока с целью поворота АПФАР на заданный угол. Заглушка выполнена из стали и имеет следующие размеры: 125×63×63 мм. Масса заглушки составляет 1,2 кг.

Вторая часть данного блока представляет собой посадочное место для основания АПФАР, конструктивно выполненное в виде стального стакана. Данная деталь предназначена для крепления АПФАР, в основании которой устанавливается первая часть блока, и обеспечения устойчивости конструкции. Вторая часть имеет три технологических отверстия для шаров подшипника и три технологических отверстия для соединительных винтов. Шары подшипника устанавливаются между второй и третьей частью блока и фиксируются соединительными винтами в посадочных местах, которые, в свою очередь, обеспечивают свободное вращение подшипников.

Третья часть представляет собой посадочное место для мачты АФС, конструктивно выполненное в виде стального стакана. Данная деталь предназначена для установки механического блока поворотного устройства в штатное крепление мачты АФС и обеспечения устойчивости конструкции. Данная деталь, по аналогии со второй частью, имеет три ответных посадочных углубления для подшипников и три отверстия с резьбой для соединения второй и третьей части.

Вторая и третья часть для обеспечения надёжности конструкции механического блока скрепляются винтами М6×20. Шарики подшипников выполнены из закаленной стали, так как на них приходится основная весовая нагрузка АПФАР. Масса второй и третьей части составляет 5,3 кг.

На данное основание монтируется пластина для крепления редуктора, чертеж которой представлен на рисунке 2, шаговый двигатель и сам редуктор.

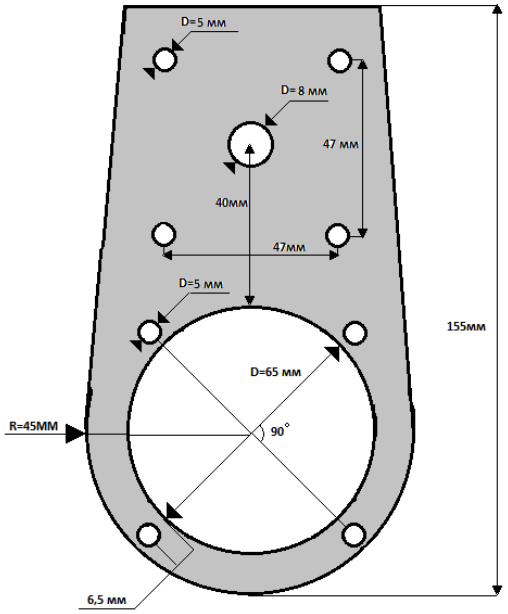


Рис. 2. Чертеж пластины крепления редуктора шагового двигателя.

Электрический блок представляет собой систему управления и электропитания всего поворотного устройства и состоит из корпуса, шагового двигателя, драйвера управления шаговым двигателем, энкодера KY-400, LCD дисплея 1602, микропроцессора Arduino Uno, блока питания 36В (5А) от 220В и ПЭВМ с установленным на нем ПО для отображения интерфейса управления Arduino Uno.

Шаговый двигатель предназначен для передачи крутящего момента на АПФАР с помощью шестеренной передачи [5]. Шестерни, спроектированные и изготовленные методов 3D печати из ABS пластика, устанавливаются на данный двигатель и основание АПФАР и выбираются согласно передаточному числу. В данной конструкции выбраны

шестерни с передаточным соотношением 1/2. На основании АПФАР устанавливается 20-зубчатая шестерня, а на шкив шагового двигателя – 10-зубчатая.

Драйвер управления шаговым двигателем DM542 представляет собой устройство управления данным двигателем путем приема управляющих сигналов и передачу их в виде импульсов с требуемыми параметрами на обмотку катушки двигателя.

Arduino Uno представляет собой микропроцессор, генерирующий различные сигналы для обеспечения управления шаговым двигателем [6], такие как: 1) направление поворота; 2) заданный угол поворота; 3) сигнал на подачу напряжения удержания шагового двигателя в заданном положении. К числу его функциональных возможностей также относится визуализация необходимых данных на LCD дисплее и формирования сигналов управления по средствам приема информации от энкодера.

Блок питания 36В (5А) от 220В предназначен для электропитания поворотного устройства, обеспечивая на выходе требуемое напряжение питания для шагового двигателя и драйвера управления.

ПЭВМ предназначен для работы с интерфейсом СПО, обеспечивающим управление устройством дистанционного ориентирования АПФАР [7].

Внешний вид поворотного устройства и внутреннего пространства пульта управления представлен на рисунке 3.

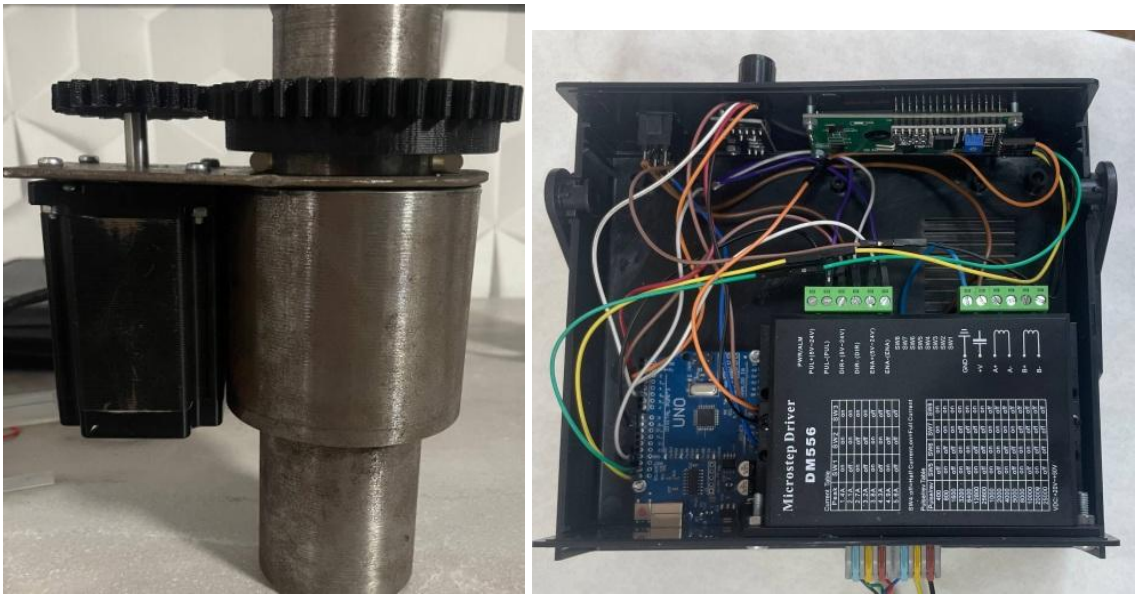


Рис. 3. Внешний вид: а) поворотного устройства, устанавливающегося на мачту АФС для крепления АПФАР; б) пульта управления, обеспечивающего поворот АПФАР на заданный угол.

Массогабаритные характеристики устройства:
1.Механический блок: габариты: 162×150×90 мм; масса 6,7 кг.
2.Электрический блок:
Arduino Uno: габариты – 53×66×2 мм; масса – 0,11 кг;
шаговый двигатель: габариты – 87×60×60 мм; масса – 1,4 кг;
драйвер шагового двигателя DM542: габариты – 117×31×86 мм; масса – 0,255кг;
блок питания: габариты – 100×250×45 мм; масса – 0,57 кг.
Общая масса предложенного устройства составляет 9,035 кг.
Функциональная схема разработанного устройства представлена на рисунке 4.

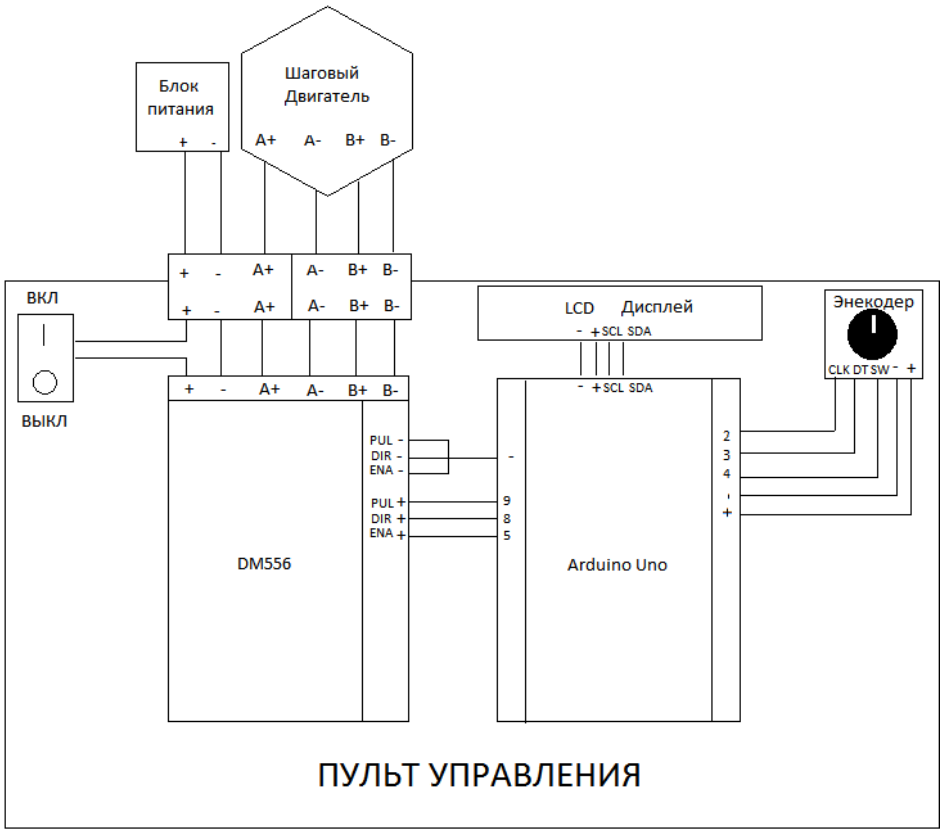


Рис. 4. Функциональная схема устройства дистанционного ориентирования направленных антенн в горизонтальной плоскости.

3. Принцип работы устройства дистанционного ориентирования направленных антенн в горизонтальной плоскости

Принцип работы предложенного устройства заключается в следующем. Перед работой модуля управления в программируемый контроллер Arduino Uno заносится исходная информация о поворотном устройстве, а именно необходимый шаг поворота, скорость двигателя, сколько шагов необходимо для поворота двигателя на полный оборот и что необходимо выводить на дисплей. Система хорошо адаптируется к характеристикам конкретного двигателя после ввода исходных данных, обеспечивая точность управления. При работе Arduino Uno, данный модуль принимает задаваемые параметры от оператора через энкодер KY-040, считывает их и передает сигналы управления на драйвер управления шаговым двигателем DM542, который, в свою очередь, принимает управляющие сигналы от Arduino Uno и обеспечивает точное позиционирование и управление шаговым двигателем по средствам разбиения сигналов на микро шаги. Задаваемое направление угла поворота, истинное направление в данный момент, информирование о начале движения его остановки и достижении цели выводится на LCD дисплей.

4. Заключение

Таким образом, в статье предложена концепция разработки предложенного устройства дистанционного ориентирования направленных антенн в горизонтальной плоскости, включающая описание его состава, ключевых компонентов и алгоритма его работы. Апробация устройства в реальных условиях показала, что предъявляемые к нему требования на этапе разработки выполняются в полном объеме: устройство выдерживает нагрузку в виде антенны массой 50 кг, обеспечивает сектор вращения

антенны от 0° до 360° и точность выставления угла поворота, а также не требует внесения изменений в конструкцию АФС при условии его разработки для конкретных изделий с заданными требованиями и исходными данными.

Литература

1. Надежность и техническая диагностика: учебное пособие / Горбачев О.А., Дятлов Д.В., Попов С.А. и др. Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2013. - 274 с.
2. Гостюхин В.Л., Трусов В.Н., Гостюхин А.В. Активные фазированные антенные решетки. М.: Радиотехника, 2011. - 304 с.
3. Савицкий Г.А. Антенно-мачтовые сооружения. М.: Связьиздат, 1962. - 230 с.
4. Острейковский В.А. Теория надежности: учебник для вузов. М.: Высшая школа, 2008. - 463 с.
5. Плясунов Н.В. Разработка механизма поворота: учебное пособие. СПб.: Издательство Политехнического университета, 2016. - 278 с.
6. Мамичев Д.И. Программирование на АРДУИНО. От простого к сложному. М.: Солон-Пресс, 2021. - 244 с.
7. Поляков А.К. Языки VHDL и VERILOG в проектировании цифровой аппаратуры. М.: СОЛОН-Пресс, 2003. - 320 с.

References

1. Reliability and Technical Diagnostics: Textbook / O.A. Gorbachev, D.V. Dyatlov, S.A. Popov, et al. Voronezh: Scientific Book Publishing House, 2013. - 274 p.
2. Gostyukhin V.L., Trusov V.N., Gostyukhin A.V. Active Phased Antenna Arrays. Moscow: Radiotekhnika, 2011. - 304 p.
3. Savitsky G.A. Antenna and Mast Structures. M.: Svyazizdat, 1962. - 230 p.
4. Ostreikovsky V.A. Theory of Reliability: Textbook for Universities. M.: Vysshaya Shkola, 2008. - 463 p.
5. Plyasunov N.V. Development of the Turning Mechanism: Textbook. St. Petersburg: Publishing House of the Polytechnic University, 2016. - 278 p.
6. Mamichev D.I. Programming on ARDUINO. From simple to complex. M.: Solon-Press, 2021. - 244 p.
7. Polyakov A.K. VHDL and VERILOG languages in the design of digital equipment. M.: SOLON-Press, 2003. - 320 p.

ВЛИЯНИЕ МАГНИТНОЙ БУРИ 20 ЯНВАРЯ 2026 Г. НА МАКСИМАЛЬНО НАБЛЮДАЕМУЮ ЧАСТОТУ СРЕДНЕШИРОТНОЙ ТРАССЫ КИПР–РОСТОВ-НА-ДОНУ

Г. Г. Вертоградов, В.Д. Черных

Южный федеральный университет, г. Ростов-на-Дону, Россия

Аннотация. На среднеширотной КВ трассе Кипр–Ростов-на-Дону с 18 по 24 января 2026 г. выполнены круглосуточные измерения максимально наблюдаемой частоты (МНЧ) регулярных мод распространения. Установлено, что во время сильной магнитной бури 20 января в дневные часы суток МНЧ увеличилась до 13% относительно фоновых значений в спокойных ионосферных условиях. Одновременно фиксировалось возрастание амплитуды вариаций МНЧ в магнитовозмущенных условиях.

Ключевые слова: наклонное ЛЧМ зондирование, максимально наблюдаемая частота, геомагнитная буря, перемещающиеся ионосферные возмущения, ионосферное распространение.

EFFECT OF THE MAGNETIC STORM OF JANUARY 20, 2026 ON THE MAXIMUM OBSERVED FREQUENCY OF THE MID-LATITUDE PATH OF CYPRUS–ROSTOV-ON-DON

G. G. Vertogradov, V. D. Chernykh

Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russia

Abstract. From January 18 to 24, 2026, round-the-clock measurements of the maximum observed frequency (MOF) of regular propagation modes were performed on the medium-latitude HF path between Cyprus and Rostov-on-Don. It was found that during a severe magnetic storm on January 20, the MOF increased by up to 13% during the daytime compared to the background values in calm ionospheric conditions. At the same time, the amplitude of MOF variations increased in magnetically disturbed conditions.

Keywords: oblique LFM sounding, maximum observed frequency, geomagnetic storm, traveling ionospheric disturbances, ionospheric propagation.

1. Введение

Реакция F области ионосферы на геомагнитные бури называют, как известно, ионосферной бурей, которая представляет весьма сложное явление [1]. В условиях сильных геомагнитных бурь фиксируются значительные вариации основных характеристик распространения радиоволн КВ диапазона вплоть до полного отсутствия прохождения [1,2]. При этом фиксируются ионосферные возмущения различных масштабов, амплитуда которых возрастает в условиях максимальной солнечной активности. Ионосферные возмущения нарушают ее регулярную структуру: возникновение как мелкомасштабных ионосферных неоднородностей, F-рассеяния, так и среднемасштабных квазипериодических структур типа перемещающихся ионосферных возмущений (ПИВ). Это в свою очередь приводит к значительным вариациям максимально наблюдаемых частот (МНЧ) на трассах наклонного зондирования ионосферы, искажению лучевых траекторий, появлению дополнительных мод распространения, изменению амплитуд отдельных лучей и суммарной мощности радиоволн в зоне приема.

Влияние на характеристики распространение КВ слабых магнитных бурь в период 2018-202 гг. в минимуме солнечной активности исследовано в работе [4]. Обнаружено, что в дневные часы наблюдается уменьшение МНЧ, достигающее 25-35%, а ночью до 40-50%.

Сильные геомагнитные бури возникают в условиях максимальной солнечной активности и связаны, в основном, с выбросами корональной массы [1]. Возникающие при этом эффекты исследованы в многочисленных работах [5,6,7]. Подобная буря произошла 20 января 2026 г.

В связи с этим цель настоящей статьи состоит в исследовании влияния этой магнитной бури на МНЧ по результатам наклонного ЛЧМ зондирования на среднеширотной трассе Кипр–Ростов-на-Дону.

2. Геомагнитные индексы в период 18-24 января 2026 г.

На рисунках 1 и 2 показаны изменения *Dst* - и *Kp* -индексов [9,10] в исследуемый период влияния ионосферных возмущений. По оси абсцисс отложено UT время в днях. Временные зависимости среднечасовых значений *Dst* -индекса приведена в верхней части рисунков, а *Kp* -индекса в нижней части рисунков.

Видно, что 18 января весь день и 19 января до 17:00 UT $Kp \le 3$. Аналогично весь день 18 января и 19 января до 19:00 UT *Dst* -индекс колеблется около фонового значения. В 18:00 19 января *Kp* -индекс возрастает до 8.3, что свидетельствует о начале магнитного возмущения. В свою очередь *Dst* -индекс в 19:00 UT сначала возрастает до 68 nT, а затем в 20:00 UT резко уменьшается до -119 nT. Все это свидетельствует о начале геомагнитной и ионосферной бурь с четко выраженной начальной фазой в течение 19:00-20:00 UT. Далее *Dst* -индекс достигает минимального значения -214 nT 20 января в 16:00 UT. Такое понижение *Dst* -индекса свидетельствует о сильной магнитной буре. Индекс магнитной возмущенности *Kp* в это время составляет 7.3.

Отрицательные значения *Dst* -индекса меньшие -100 nT держатся весь день 20 января и 21 января до 15:00 UT. При этом *Kp* -индекс флуктуирует коло 7.5. В дальнейшем *Dst* -индекс медленно возрастает, а *Kp* -индекс убывает. Днем 22 января $Kp \le 2$, но *Dst* -индекс остается на уровне -55 nT. Эти параметры свидетельствуют о спокойных геомагнитных и слабо возмущённых ионосферных условиях. Далее 23 января *Kp* -индекс снова возрастает до значений 5-6 и остается в указанных пределах до 24 января. И только после 3:00 UT 24 января *Kp* становится меньше 3. В это время *Dst* -индекс флуктуирует на уровне ~-40 nT.

3. Вариации МНЧ во время сильной магнитной и ионосферной бури

В период с 18 января по 24 января выполнялись круглосуточные измерения МНЧ односкачковой F моды распространения на среднеширотной трассе Кипр (35.1°N, 33.9°E) – Ростов-на-Дону (47.2°N, 39.6°E). ЛЧМ приемник размещен в г. Ростове-на-Дону, построен на основе SDR приемника SDRPlay RSPdx (https://www.sdrplay.com/). Временная синхронизация приёмного комплекса достигается использованием распространённых GPS приемников с сигналом секундной метки PPS.

Прием осуществлялся на активную широкополосную активную рамочную антенну, максимум диаграммы направленности, которой ориентирован на кипрский передатчик. Диаметр рамочной антенны составлял 0.6 м.

Протяженность трассы наклонного зондирования – 1433 км, азимут со стороны приемника на передатчик – 201.5°. Скорость перестройки частоты ЛЧМ передатчика на Кипре – 100 кГц/с, начальная частота излучения – 8 МГц, период зондирования 300 с.

Большая начальная частота работы ЛЧМ передатчика не позволяла регистрировать МНЧ трассы в ночных условиях, из-за того, что она на исследуемой трассе падала меньше 8 МГц.

На рисунке 1 серой сплошной линией показано изменение фоновой МНЧ в условиях невозмущенной или слабо возмущенной ионосферы. Черная линия с точечками иллюстрирует изменение квазимгновенных значений МНЧ от времени в период с 18 по 24 января 2026 г.

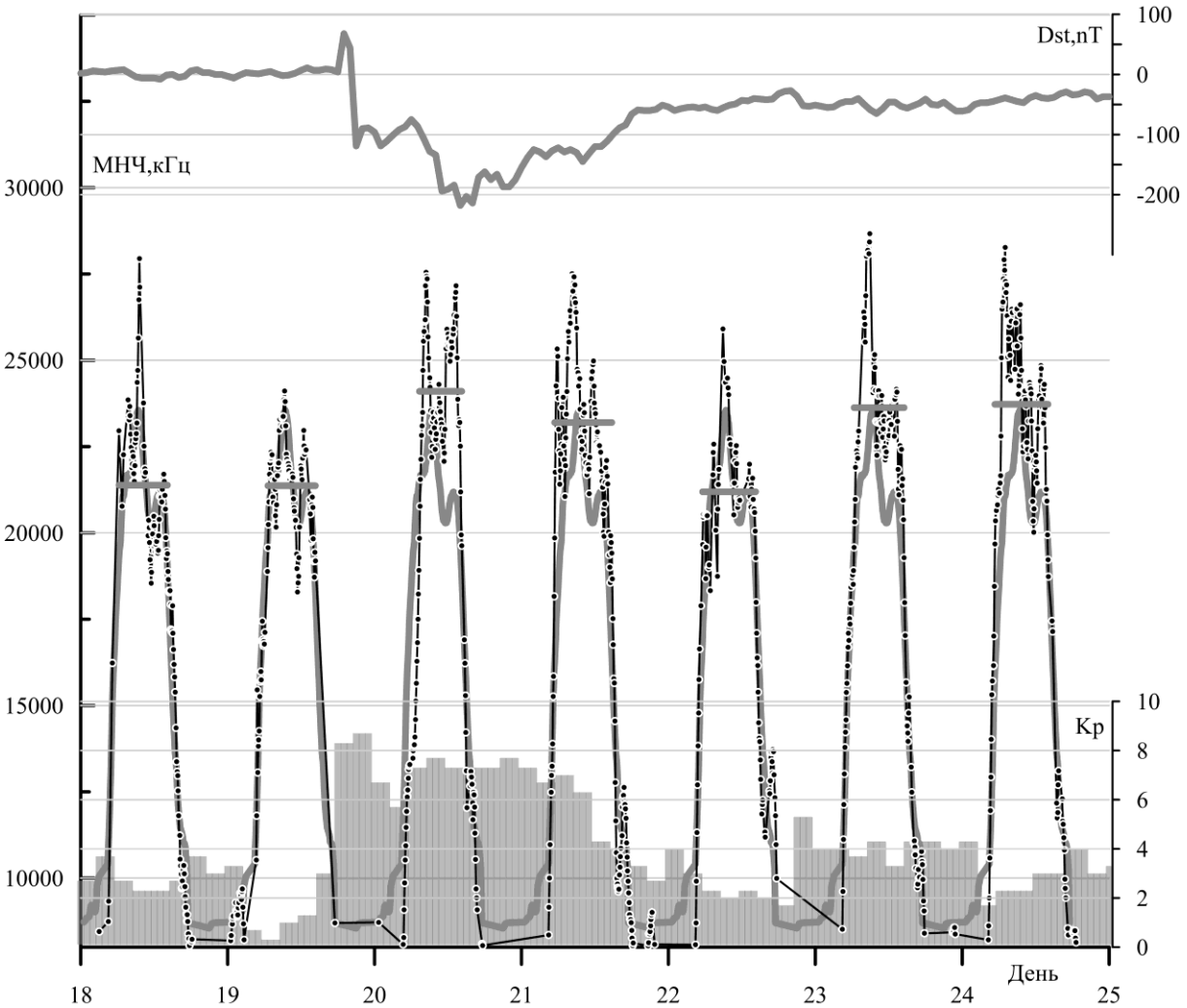


Рис.1.Суточные изменения МНЧ ото дня ко дню в период 18-24 января 2026 г. на трассе наклонного ЛЧМ зондирования ионосферы Кипр–Ростов-на-Дону. Сплошная серая линия – фоновые значения МНЧ; черная линия с точками – текущие квазимгновенные значения МНЧ. Горизонтальные серые отрезки показывают средние дневные значения МНЧ. Вариации Dst-индекса показаны вверху; изменения Kp-индекса показаны в нижней части рисунки столбцами.

Горизонтальные серые черточки показывают средние дневные занчения МНЧ для каждого дня измерений. Из рисунка видно, что в спокойных геомагнитных условиях 18 и 19 января дневные среднесуточные значения МНЧ были практически одинаковыми и составили соответственно 21283 кГц и 21366 кГц. Ночью 19 января *Kp* -индекс возрос

до максимальных значений $Kp > 8$, а Dst-индекс опустился ниже -100 nT, а днем достиг значений меньше -200 nT. Началась сильная ионосферная буря. При этом дневные средние значения МНЧ возросли до24101 кГц. Днем 21 января Dst-индекс возрос, но оставался флуктуировать на уровне -130 nT. При этом среднечасовой Kp-индекс днем уменьшился с 7 до 6.3. Указанные значения индексов свидетельствуют о продолжении сильной ионосферной бури. Как следствие, среднее дневной значений МНЧ трассы несколько уменьшилось по сравнению с 20 января, но оставолось на высоком уровне 23198 кГц.

Вблизи полуночи 21 января среднечасовой Kp-индекс уменьшился и приблизился к невозмущенным значениям, $Kp \leq 3$. Ночью и днем 22 января Kp-индекс продолжил уменьшаться. Дневные значения приблизились к магнитоспокойным условиям и составили $Kp \leq 2$. При этом среднечасовой Dst-индекс колебался около -55 nT, что свидетельствует о слабо возмущенных ионосферных условиях распространения радиоволн. В этот день среднее дневной значение МНЧ приблизилось к фоновому невзмущенному - 21191 кГц. Эта особенность свидетельствует в пользу того, что несколько пониженные значения Dst-индекса не сказываются на средних значениях МНЧ, если по показаниям Kp-индекса магнитные условия остаются невозмущенными.

На следующий день 23 января средний часовой Kp-индекс возрос до 4.3. При этом Dst-индекс остался на уровне -53 nT. Среднее дневное значение МНЧ возросло вслед за увеличением Kp-индекса и достигло 23627 кГц. 24 января повторились условия предыдущего дня с несколько более низким Kp-индексом, который составил $Kp \leq 3$. Часовые вариации Dst-индекса происходили на уровне -40 nT. Среднее дневное значение МНЧ 24 января осталось на прежнем уровне 23725 кГц.

Как следствие, сильная ионосферная буря 20-20 января привела к возрастанию средних дневных значений МНЧ не более чем на 13%. При этом в слабо возмущенных ионосферных условиях определяющее значение на увеличение средних дневных МНЧ относительно фоновых оказывает Kp-индекс.

4. Вариации квазимгновенных значений МНЧ в период сильной ионосферной бури

Чтобы выяснить характер изменений флуктуаций квазимгновенных значений МНЧ в период с 18 по 24 января выполнена фильтрация полученных с интервалом в 300 с данных с помощью полосового фильтра Марме [11]. Результаты представлены на рисунке 2. Видно, что в невозмущенных фоновых условиях 18 и 19 января наблюдаются флуктуации квазимгновенных значений МНЧ, амплитуда которых может достигать 1.6-2 МГц. Эти флуктуации обусловлены возникновением на следах верхних лучей Z-образований из-за влияния среднемасштабных перемещающихся возмущений (ПИВ) [12,13]. Z-образование с течением времени спускается по треку верхних лучей вниз в сторону уменьшающихся задержек. При приближении к вершине дистанционно частотной характеристики наблюдаются ее значительные искажения, при которых МНЧ трассы сначала увеличивается, а затем с течением времени уменьшается. Эффект, как известно, наблюдается на следах каждой магнитоионной компоненты. ПИВ состоит из одного-двух цугов, а затем процесс может повторяется. Как следствие, наблюдаются квазипериодические вариации МНЧ, сначала с увеличением квазимгновенных значений МНЧ, а затем с их уменьшением относительно фоновых невозмущенных в интервалы времени, когда не наблюдается прохождение среднемасштабных ПИВ, или когда их амплитуда невелика. Этот эффект с амплитудой до 2 МГц и фиксируется на рисунке 2 18 и 19 января. После начала ионосферной бури интенсивность ПИВ резко возросла.

Это отразилось на амплитуде флуктуаций квазимгновенных значений МНЧ. В восходные часы суток после начала магнитной бури под влиянием ПИВ амплитуда флуктуаций МНЧ достигла 3.2 МГц, а затем уменьшилась до 2.5 МГц. Это более чем на 1 МГц превышает амплитуды флуктуаций в невозмущенные фоновые дни. В последующие дни 21-24 января, хотя состояние возмущенности ионосферы еще сохранялось, столь значительных амплитудных вариаций МНЧ уже не наблюдалось. Поэтому типичными амплитудами флуктуаций квазимгновенных МНЧ под влиянием ПИВ следует признать значения 1.5-2 МГц как в спокойных, так и в слабо возмущенных условиях.

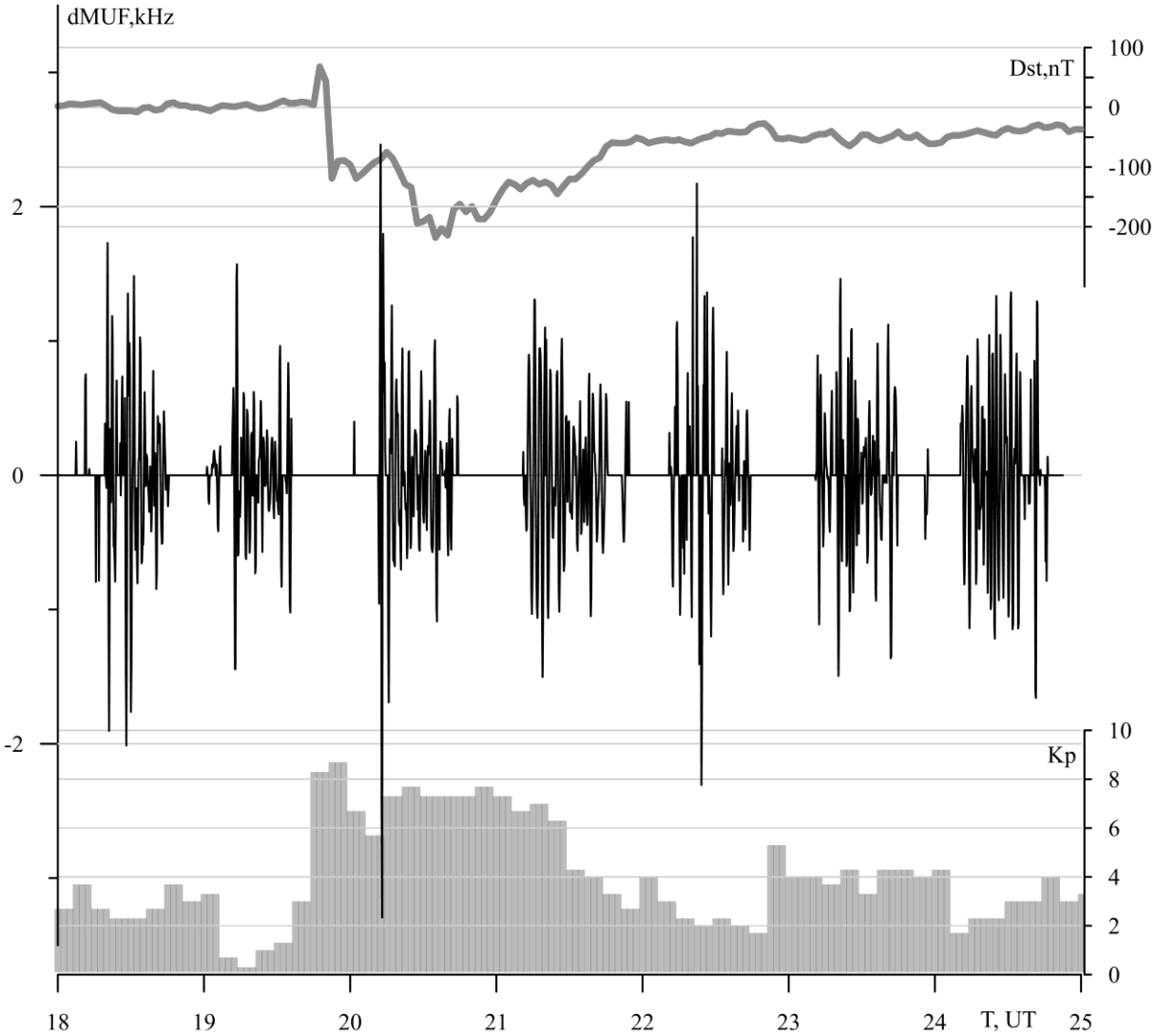


Рис.2. Вариации МНЧ в период 18-24 января 2026 г. на трассе наклонного ЛЧМ зондирования ионосферы Кипр–Ростов-на-Дону - сплошная черная линия. Вариации Dst-индекса показаны вверху; изменения Kp-индекса показаны в нижней части рисунки столбцами.

5. Заключение

Круглосуточные измерения дистанционно-частотных характеристик на трассе Кипр–Ростов-на-Дону в период с 18 по 24 января 2026 г. позволили установить эффекты влияния сильной магнитной и ионосферной бурь на МНЧ.

Показано, что во время сильной ионосферной бури 20 января увеличение среднего дневного значения МНЧ достигло 13% или 2700 кГц относительно фоновых невозмущенных дней.

В возмущенных ионосферных условиях определяющее влияние на МНЧ оказывает среднечасовой *Kp* -индекс. При слабой ионосферной бури и *Kp* -индексе меньше 2-3 среднедневное значение МНЧ практически не отличается от фоновых спокойных дней.

МНЧ в спокойные и слабо возмущенные дни испытывает под влиянием ПИВ квазипериодические флуктуации с амплитудой 1.5-2 МГц. Во время сильных магнитных и ионосферных бурь амплитуда флуктуаций увеличивается до 2.5-3.2 МГц.

Литература

1. Данилов А.Д. Реакция области F на геомагнитные возмущения (обзор) // Гелиофизические исследования, 2013, № 5. - С. 1-33.
2. Кузнецов В.Д. Космическая погода и риски космической деятельности // Космическая техника и технологии, 2014, №3(6) .- С. 3-13.
3. Goodman J.M., Ballard J.W., Patterson J.D., Gaffney B. Practical measures for combating communication system impairments caused by large magnetic storms // Radio Science 2006. Vol. 41, No. 6. - 10 p. RS5S41. https://doi.org/10.1029/2005RS003404
4. Куркин В.И., Полех Н.М., Золотухина Н.А. Влияние слабых магнитных бурь на характеристики распространения КВ-радиоволн // Геомагнетизм и аэрономия, 2022, Т. 62, № 2. - С. 245-256.
5. Благовещенский Д.В. Распространение декаметровых радиоволн во время геомагнитных возмущений. СПб.: ГУАП, 2011. – 394 с.
6. Урядов В.П., Выборнов Ф.И., Першин А.В. Вариации диапазона частот прохождения коротковолновых сигналов на субавроральной трассе во время магнито-ионосферной возмущенности в октябре 2016 года // Изв.вузов. Радиофизика, 2021, Т. 64, № 2. – С.83-94.
7. Uryadov V.P., Ponyatov A.A., Vertogradov G.G., VertogradovV.G., Kurkin V.I., Ponomarchuk S.N. Dynamics of the auroral oval during geomagnetic disturbances observed by oblique sounding of the ionosphere in the Eurasian longitudinal sector // Inter. J. Geomagn. Aeronomy, 2005, Vol. 6, № 1. GI1002. https://doi.org/10.1029/2004GI000078
8. Uryadov V.P., Vybornov F.I., Kolchev A.A., Vertogradov G.G., Sklyarevsky M.S., Egoshin I.A., Shumaev V.V., Chernov A.G. Impact of heliogeophysical disturbances on ionospheric HF channels // Adv. Space Res., 2018, V. 61, № 7. - Pp. 1837-1849. https://doi.org/10.1016/j.asr.2017.07.003
9. URL nasa: https://cdaweb.gsfc.nasa.gov/cgi-bin/eval1.cgi
10. URL kyoto: http://wdc.kugi.kyoto-u.ac.jp/wdc/Sec3.html
11. Mermet P. New digital filter for the analysis of experimental data // Rev. Sci. Instrum., 1979, Vol. 50. - Pp79-83. https://doi.org/10.1063/1.1135673
12. Вертоградов Г.Г., Урядов В.П., Вертоградов В.Г. Наклонное зондирование и моделирование ионосферного коротковолнового канала// Изв. вузов. Радиофизика, 2005, Т. 48, №6. - С.455-471.
13. Vertogradov, G. G., Vertogradov, V. G., Uryadov, V. P. Oblique chirp sounding and modeling of ionospheric HF channel at paths of different length and orientation// Int.J.Geomagn.Aeron, 2007(GI2002). - Pp.1–18. http://dx.doi.org/10.1029/ 2006GI000143/

REFERENCES

1. Danilov A. D. The F-region response to geomagnetic disturbances (review) // Heliophysical Research , 2013, No. 5. – Pp.1-33.
2. Kuznetsov V. D. Space Weather and Risks of Space Activities // Space Engineering and Technology, , 2014, №3(6).- Pp. 3-13.
3. Goodman J. M., Ballard J. W., Patterson J. D., Gaffney B. Practical measures for combating communication system impairments caused by large magnetic storms // Radio Science 2006. Vol. 41, No. 6. - 10 p. RS5S41. https://doi.org/10.1029/2005RS003404
4. Kurkin V. I., Polekh N. M., Zolotukhina N. A. Influence of Weak Magnetic Storms on the Propagation Characteristics of HF Radio Waves // Geomagnetism and Aeronomy, 2022, Vol. 62, No. 2. - Pp. 245-256.
5. Blagoveshchensky D. V. Propagation of Decameter Radio Waves During Geomagnetic Disturbances. St. Petersburg: GUAP, - 2011. 394 p.
6. Uryadov V. P., Vybornov F. I., Pershin A. V. Variations of the frequency range of short-wave signal transmission on the subauroral route during the magneto-ionospheric disturbance in October 2016 // Izv. Vuzov. Radiophysics, 2021, Vol. 64, No. 2, - Pp. 83-94.
7. Uryadov V.P., Ponyatov A.A., Vertogradov G.G., VertogradovV.G., Kurkin V.I., Ponomarchuk S.N. Dynamics of the auroral oval during geomagnetic disturbances observed by oblique sounding of the ionosphere in the Eurasian longitudinal sector // Inter. J. Geomagn. Aeronomy, 2005, Vol. 6, № 1. GI1002. https://doi.org/10.1029/2004GI000078
8. Uryadov V.P., Vybornov F.I., Kolchev A.A., Vertogradov G.G., Sklyarevsky M.S., Egoshin I.A., Shumaev V.V., Chernov A.G. Impact of heliogeophysical disturbances on ionospheric HF channels // Adv. Space Res., 2018, V. 61, № 7. - Pp. 1837-1849. https://doi.org/10.1016/j.asr.2017.07.003
9. URL nasa: https://cdaweb.gsfc.nasa.gov/cgi-bin/eval1.cgi
10. URL kyoto: http://wdc.kugi.kyoto-u.ac.jp/wdc/Sec3.html
11. Mermet P. New digital filter for the analysis of experimental data // Rev. Sci. Instrum., 1979, Vol. 50. Pp79-83. https://doi.org/10.1063/1.1135673
12. Vertogradov, G. G., Uryadov, V. P., Vertogradov, V. G. Oblique sounding and modeling of the ionospheric HF channel// Radiophysics and Quantum Electronics, 2005, Vol. 48, No. 6. - Pp.405-419.
13. Vertogradov, G. G., Vertogradov, V. G., Uryadov, V. P. Oblique chirp sounding and modeling of ionospheric HF channel at paths of different length and orientation// Int. J. Geomagn. Aeron, 2007 (GI2002). - Pp.1–18. http://dx.doi.org/10.1029/ 2006GI000143/

О ВОЗМОЖНОСТИ ВОССТАНОВЛЕНИЯ РАДИОИМПУЛЬСА С НЕИЗВЕСТНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ, ДЕФОРМИРОВАННОГО ПРИ ПРОХОЖДЕНИИ РЕЗОНАНСНО-ПОГЛОЩАЮЩЕЙ ГАЗОВОЙ СРЕДЫ

Г.М. Стрелков, Ю.С. Худышев

Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова Российской академии наук (ФИРЭ РАН), Фрязино, Россия

Аннотация. Кратко изложены результаты анализа возможности восстановления формы передаваемого радиоимпульса по временному ходу напряженности поля излучения, регистрируемого на приемном конце трассы. Анализ выполнен применительно к сверхкороткому синусоидальному цугу с синусоидальной огибающей, среда распространения – земная атмосфера. Резонансное поглощение обусловлено сильной спектральной линией водяного пара с частотой 183.36 ГГц, а взаимодействие импульса со средой описывается моделью Друде-Лоренца. Восстановление формы выполняется на основе полученного интегрального соотношения, во временной области выражающего поле излучаемого импульса через принимаемое поле. Показана возможность восстановления исходной формы излученного импульса при отсутствии данных о его длительности.

Ключевые слова: резонансно-поглощающая среда, сверхкороткий радиоимпульс, восстановление формы, дисперсионные искажения.

ON THE POSSIBILITY OF RECOVERY OF THE RADIO WAVE PULSE WITH AN UNKNOWN DURATION, DEFORMED WHEN PASSING THE RESONANTLY ABSORBING GAS 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. The article briefly presents the results of the analysis of the possibility of reconstructing the shape of a transmitted radio wave pulse based on the time course of the radiation field intensity recorded at the receiving end of the path. The analysis is performed for an ultrashort sinusoidal train with a sinusoidal envelope, the propagation medium is the earth's atmosphere. The resonant absorption is due to the strong spectral line of water vapor with a frequency of 183.36 GHz, and pulse interaction with the medium is described by the Drude-Lorentz model. The shape is reconstructed based on the obtained integral relation, which expresses the field of the emitted pulse in the time domain through the received field. The possibility of recovered the original shape of the emitted pulse in the absence of data on its duration is shown.

Keywords: resonantly absorbing medium, ultrashort radio wave pulse, reconstruction of the shape, dispersion distortions.

1. Введение

В [1] показана возможность восстановления исходной формы электромагнитного импульса гигагерцевого диапазона, претерпевшего дисперсионные искажения, обусловленные влиянием водяного пара при его распространении по горизонтальной атмосферной трассе. Выраженной особенностью атмосферных искажений является

увеличение характерной длительности деформируемого сигнала вместе с длиной трассы, соответственно, в рамках анализа [1] эта характеристика восстанавливаемого импульса полагалась известной.

В настоящем докладе показано, что с соответствующим учетом зарегистрированной на приемном конце трассы длительности деформируемого импульса изложенная в [1] методика восстановления исходной формы импульса позволяет определять и его начальную длительность. Аналитические соотношения, обеспечивающие решение задачи по сравнению с [1] остаются неизменными.

2. Аналитические и расчетные соотношения

Пусть электромагнитный импульс распространяется в резонансно-поглощающей среде (иначе – среде с аномальной дисперсией) по трассе протяженностью z. Процесс распространения описывается совокупностью волнового уравнения

$$\frac{\partial^2 E}{\partial z^2} = \frac{1}{c^2}\frac{\partial^2 E}{\partial t^2} + \frac{4\pi}{c^2}\frac{\partial^2 P}{\partial t^2} \tag{1}$$

и материального уравнения Друде-Лоренца

$$\frac{\partial^2 P}{\partial t^2} + 2\delta\frac{\partial P}{\partial t} + \omega_{\text{р}}^2 P = \frac{e^2 N}{m} E \tag{2}$$

Здесь E – напряженность поля излучения в среде; t – время; c – скорость света; P – поляризация единицы объема среды; $\delta = 2\pi\Delta\nu$, $\Delta\nu$ – полуширина спектральной линии; $\omega_{\text{р}} = 2\pi f_{\text{р}}$, $f_{\text{р}}$ – резонансная частота среды.

Решение системы уравнений (1) и (2) получено в [2] в приближении $|\tilde{n}(\omega) - 1| \ll 2$, $\tilde{n}(\omega)$ – комплексный показатель преломления среды. Заметим, что для земной атмосферы левая часть последнего неравенства не превышает $\sim 10^{-4}$. Решение имеет вид:

$$\begin{aligned} E(\tau;t') = E(0;t') &- \int_0^{t'} E(0;t'-\theta)\sqrt{\delta_1/\theta}\; J_1(2\sqrt{\delta_1\theta})\exp(p_1\theta)\,d\theta - \\ &- \int_0^{t'} E(0;t'-\theta)\sqrt{\delta_2/\theta}\; J_1(2\sqrt{\delta_2\theta})\exp(p_2\theta)\,d\theta + \\ &+ \int_0^{t'} E(0;t'-\theta)\int_0^{\theta}\sqrt{(\delta_1/\mu)}\; J_1(2\sqrt{\delta_1\mu})\exp(p_1\mu)\cdot \\ &\cdot\sqrt{\delta_2/(\theta-\mu)}\; J_1(2\sqrt{\delta_2(\theta-\mu)})\exp(p_2(\theta-\mu))\,d\mu\,d\theta. \end{aligned} \tag{3}$$

Здесь τ – оптическая глубина трассы; $t' = t - z/c$; $\delta_{1,2} = (\tau\delta/2)\left(1 \pm i\,(\delta/\omega_1)\right)$, $\omega_1 = \sqrt{\omega_{\text{р}}^2 - \delta^2}$; $p_{1,2} = -\delta \pm i\,\omega_1$; $J_1(x)$ – функция Бесселя первого рода первого порядка.

Формула (3) представляет собой интегральное уравнение Вольтерра второго рода относительно функции времени $E(0;t')$ [3]. Его решение имеет вид:

$$E(0;t') = E(\tau;t') + \int_0^{t'} E(\tau;t'-\theta)\sqrt{\delta_1/\theta}\; I_1(2\sqrt{\delta_1\theta})\exp(p_1\theta)\,d\theta + \\ + \int_0^{t'} E(\tau;t'-\theta)\sqrt{\delta_2/\theta}\; I_1(2\sqrt{\delta_2\theta})\exp(p_2\theta)\,d\theta + \\ + \int_0^{t'} E(\tau;t'-\theta)\int_0^{\theta}\sqrt{(\delta_1/\mu)}\; I_1(2\sqrt{\delta_1\mu})\exp(p_1\mu)\cdot \\ \cdot\sqrt{\delta_2/(\theta-\mu)}\; I_1\sqrt{2(\delta_2(\theta-\mu))}\exp(p_2(\theta-\mu))\,d\mu\,d\theta. \qquad (4)$$

Здесь $I_1(x)-$ модифицированная функция Бесселя первого рода первого порядка. Остальные величины определены выше.

Полагая, что временной ход величины $E(\tau;t')$ достаточно достоверно известен, например, по экспериментальным данным, и также известны величины τ и $\Delta\nu$, получаем возможность трактовать (4) как инструмент восстановления исходной формы принятого импульса. Соответственно, далее под левой частью (4) будем понимать восстановленный импульс, который переобозначим как $E_{\text{в}}(\tau;t')$. Отметим также, что формулы (3) и (4) не содержат начальной длительности импульса.

Все нижеследующие результаты являются следствием соотношений (3) и (4).

3. Излучаемый, деформированный и восстановленный импульсы

Возможность восстановления исходной формы излученного импульса с применением соотношений (3) и (4) рассмотрим на примере радиоимпульса вида

$$E(0;t) = \begin{cases} E_0\cdot\sin(\pi t/t_{\text{и}})\cdot\sin(2\pi N t/t_{\text{и}}), & 0\le t\le t_{\text{и}}; \\ 0, & t > t_{\text{и}}, \end{cases} \qquad (5)$$

где $N-$ число полных колебаний поля в импульсе; $t_{\text{и}} = NT = N/f'-$ длительность импульса; $T-$ период колебаний поля излучаемого импульса; $f'-$ частота колебаний поля в излучаемом импульсе («несущая»); E_0- «высота» импульса. Начальное значение энергии импульса $W_{\text{и}} = \int_0^{t_{\text{и}}} E^2(0;t)\,dt = 0.25\,t_{\text{и}}$ при $E_0 = 1$ и любых значениях параметра N. Примеры временного хода напряженности поля поступающего в среду импульса и его амплитудного спектра при указанных в подписи значениях параметров приведены на рис.1. Ширина спектра по уровню 0.5 составляет ~14.9 ГГц.

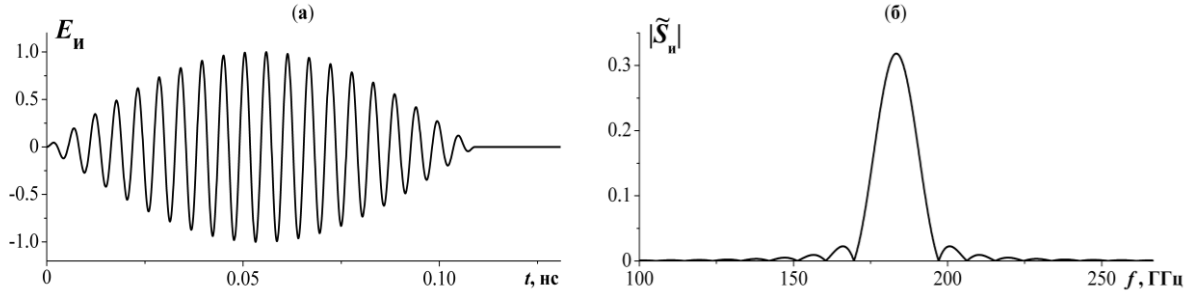


Рис. 1. Напряженность поля излучаемого импульса $E_{\text{и}}$ (а) и его амплитудный спектр $\left|\tilde{S}_{\text{и}}\right|$ (б) при $N = 20$; $f' = 183.36$ ГГц и $t_{\text{и}} = 0.109$ нс.

Пусть временной ход напряженности поля деформированного импульса и параметры среды его распространения известны. Принимая во внимание скорость убывания амплитуды колебаний поля можно оценить длительность деформированного импульса $t_д$. При этом $t_д \geq t_и$ является единственным условием достоверности расчета по (4) восстановленного импульса, где $t' \in (0;\ t_д)$.

Соответственно, примеры, иллюстрирующие принципиальную возможность восстановления формы поступившего в среду импульса, включая и его начальную длительность, по временной зависимости напряженности поля, регистрируемой на приемном конце трассы, представлены на рис. 2 (приземная трасса) и рис.3 (трасса, проходящая по верхней границе тропосферы). Каждый пример иллюстрируется двумя рисунками, отвечающими указанному на их поле значению оптической глубины трассы. В свою очередь, на первом из каждой пары рисунке (см., напр., рисунок 2а) изображена напряженность поля деформированного в среде импульса $E_д = E(\tau; t')$ при указанном значении оптической глубины трассы. Соответственно, на втором рисунке пары (сейчас это рисунок 2б) две кривые изображают напряженности поля излучаемого импульса $E_и = E(0; t')$ (кривая 1) и восстановленного импульса $E_в = E_в(\tau; t')$ (кривая 2). Длительность деформированных импульсов на рис. 2 и 3 определена по амплитуде колебаний их напряженности поля, так, что $t_д = 5t_и = 0.545$ нс (рис. 2) и $t_д = 10t_и = 1.09$ нс (рис. 3). Можно видеть, что кривые 1 и 2 на рис. 2б, г и 3б, г практически полностью совпадают, что позволяет полагать восстановление эффективным. При этом напряженность поля восстановленных импульсов во временном интервале $t' > t_и$ принимает нулевые значения, это даёт возможность полагать, что их длительность весьма близка к $t_и$.

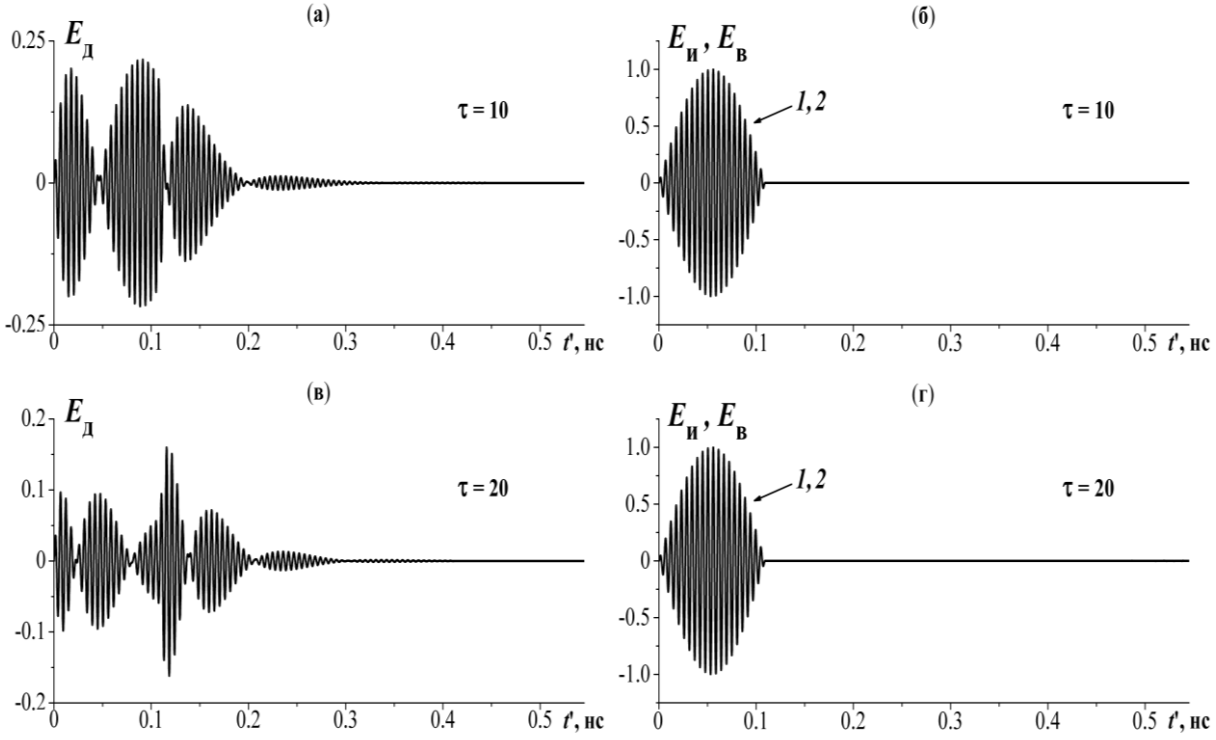


Рис. 2. Напряженность поля деформированного $E_д$ (а, в), излученного $E_и$ (б, г; кривые 1) и восстановленного $E_в$ (б, г; кривые 2) импульсов при $\Delta\nu = 3.0$ ГГц и $f_р = 183.36$ ГГц. Начальные параметры те же, что и на рис.1.

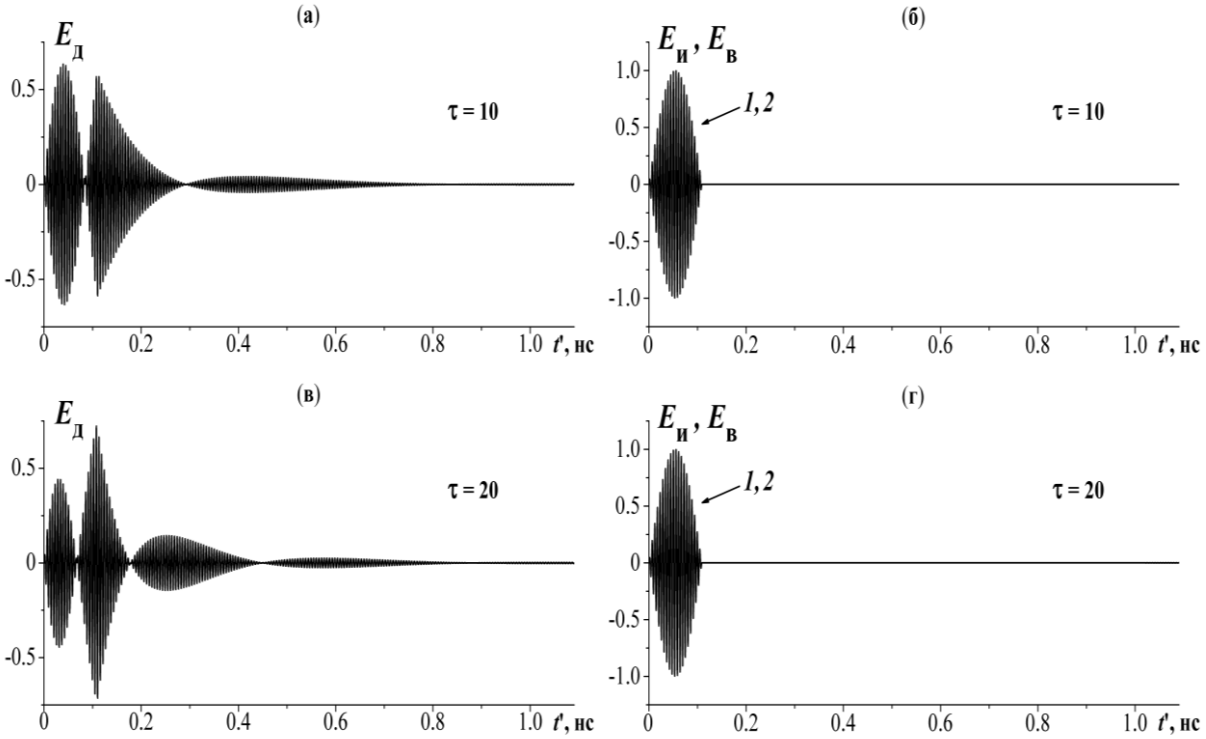


Рис. 3. Напряженность поля деформированного $E_д$ (а, в), излученного $E_и$ (б, г; кривые 1) и восстановленного $E_в$ (б, г; кривые 2) импульсов при $\Delta\nu = 0.5$ ГГц и $f_р = 183.36$ ГГц. Начальные параметры те же, что и на рис.1.

4. Заключение

В докладе приведено краткое описание методики восстановления исходной формы электромагнитного импульса гигагерцевого дапазона, претерпевшего искажения в диспергирующей газовой среде, по напряженности поля, регистрируемого на приемном конце трассы. На его основе для сверхкороткого синусоидального цуга с синусоидальной огибающей показана принципиальная возможность и приведены примеры восстановления исходной формы сверхкороткого радиоимпульса. Показано, что для эффективного восстановления исходной формы импульса нет необходимости знать его начальную длительность, поскольку её можно определить по временному ходу напряженности поля деформированного импульса.

Работа выполнена в рамках Государственного задания ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН № 075-00395-25-00.

Литература

1. Стрелков Г.М., Худышев Ю.С. О возможности восстановления сверхкороткого радиоимпульса, деформированного при прохождении резонансно-поглощающей газовой среды. // XXXI Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь». Сборник трудов. Воронеж: ВГУ. 2025. Т. 4. С. 382-388.
2. Стрелков Г.М. О распространении сверхкороткого радиоимпульса в резонансно-поглощающей атмосфере. // Радиотехника и электроника, 2013, Т.58, № 10. - С.989-1001.

3. Полянин А.Д., Манжиров А.В. Справочник по интегральным уравнениям. М.: Наука. Физматлит, 2003. - 608 с.

REFERENCES

1. Strelkov G.M., Khudyshev Yu.S. On the possibility of recovery of the ultrashort radio wave pulse deformed when passing the resonantly absorbing gas medium. // XXXI International Scientific and Technical Conference «Radar, Navigation, Communications». Collection of works. Voronezh: VGU, 2025. Vol. 4. - Pp. 382-388.
2. Strelkov G.M. Propagation of an ultrashort radio pulse in a resonance-absorbing atmosphere. Journal of Communications Technology and Electronics, 2013, T. 58, No. 10. - Pp. 961-973.
3. Polyanin A.D., Manzhirov A.V. Integral Equations Handbook. M.: Nauka. Fizmatlit, 2003. - 608 p.

АНТЕННА С ЧАСТОТНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ НА ОСНОВЕ АМПЛИТУДНОЙ ОТРАЖАТЕЛЬНОЙ ДИФРАКЦИОННОЙ РЕШЕТКИ

Г. Р. Золкин, Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, Д. К. Проскурин, А. П. Тихонов

Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В статье рассматривается конструкция антенны с частотным сканированием на основе амплитудной отражательной дифракционной решетки. Для возбуждения антенны используются однопроводные линии Губо, которые позволяют обеспечить высокоэффективное возбуждение однопроводных линий. В работе приводится конструкция антенны, а также результаты электромагнитного моделирования и экспериментальных измерений макета. Предложенная антенна формирует высоконаправленное излучение с частотным отклонением главного лепестка в пространстве.

Ключевые слова: дифракционная решетка; частотное сканирование; линия Губо.

FREQUENCY-SCANNED ANTENNA BASED ON AN AMPLITUDE REFLECTIVE DIFFRACTION GRATING

G. R. Zolkin, E. A. Ishchenko, Yu. G. Pasternak, D. K. Proskurin, A. P. Tikhonov

Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russian Federation

Abstract. This article discusses the design of a frequency-scanning antenna based on an amplitude reflective diffraction grating. Single-wire Goubau lines are used for antenna excitation, which allows for highly efficient excitation of single-wire lines. The paper presents the antenna design, as well as the results of electromagnetic modeling and experimental measurements of the prototype. The proposed antenna generates highly directional radiation with a frequency deviation of the main lobe in space.

Keywords: diffraction grating; frequency scanning; Goubau line.

1. Введение

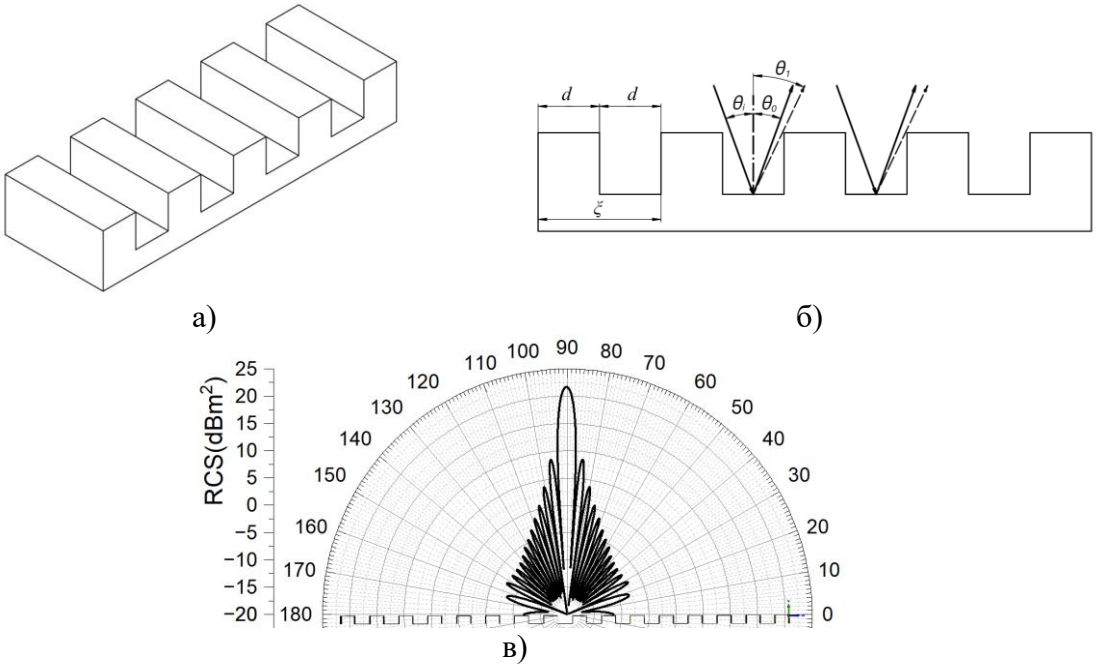
Реализация антенных систем с возможностью отклонения главного лепестка – важная и актуальная задача. Такие антенны позволяют формировать высоконаправленный узкий главный луч, который обеспечивает высокоэффективную концентрацию направленного излучения в пространстве. Особенно важной является задача отклонения главного лепестка в пространстве [1]. Для обеспечения эффективного отклонения лепестка в пространстве применяются антенные решетки, которые позволяют осуществлять управление амплитудно-фазовым распределением. Наиболее распространенным методом управления главным лепестком является использование фазированных антенных решеток, для которых применяются не только методы управления амплитудным и фазовым распределением, но и геометрическим расположением элементов в пространстве [2, 3].

Особенностями фазированных антенных систем является то, что для управления амплитудным распределением необходимо обеспечить изменение фазы с использованием фазовращателей, что приводит к удорожанию антенны и усложнению конструкции [4, 5]. Одним из наиболее передовых методов управления характеристиками

излучения является использование частотного сканирования на основе длинных линий [6, 7]. В данной работе предлагается конструкция антенны с частотным сканированием на основе амплитудной отражательной дифракционной решетки.

2. Конструкция антенной решетки с частотным сканированием

Для реализации антенны с частотным сканированием предлагается использование эффекта дифракции электромагнитных волн, формирующих частотное отклонение главного лепестка. На рисунке 1 приводится вид дифракционной решетки амплитудного типа с основными характеристиками дифрагирования волн.



а) б)

в)

Рис. 1. Конструкция дифракционной решетки: а) вид дифракцонной решетки; б) явление дифракции волн; в) расчет пиков дифракции.

В процессе проведенных исследований было показано [8], что для возбуждения электромагнитных волн удобно использовать однопроводные линии Губо, которые формируют замедленные волны, для повышения эффективности излучения линии возбуждения оптимально наклонять над дифракционной решеткой, а возникающая область возбуждения волн учитывается при расчетах углов пространственного частотного сканирования:

$$\cos(\theta) = \frac{1}{\zeta} - \frac{n\lambda}{2d} \quad (1)$$

где ζ – коэффициент замедления; n – порядок дифракции; λ – длина волны; d – период дифракционной решетки. Конструкция антенны с дифракционной решеткой и однопроводными линиями Губо приводится на рисунке 2.

Использование четырех антенных линий позволяет обеспечить наибольшую эффективность излучения, а также минимальный уровень боковых лепестков.

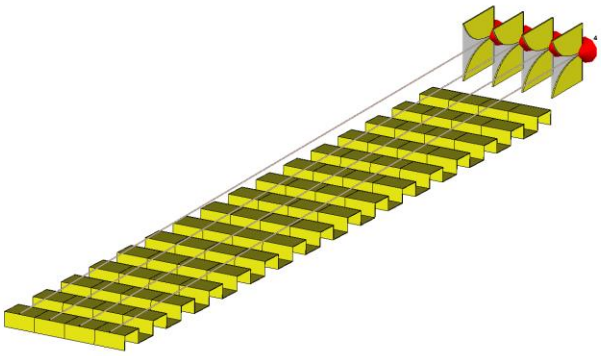


Рис. 2. Антенная решетка с частотным сканированием.

3. Характеристики антенной решетки с частотным сканированием на основе амплитудной дифракционной решетки

Для возбуждения антенной решетки на входы синфазно подавался сигнал возбуждения, что обеспечивало формирование высоконаправленного лепестка, как это показано на рисунке 3. На рисунке 4 приводятся основные характеристики частотного сканирования, а также помехозащищенности полученной антенны.

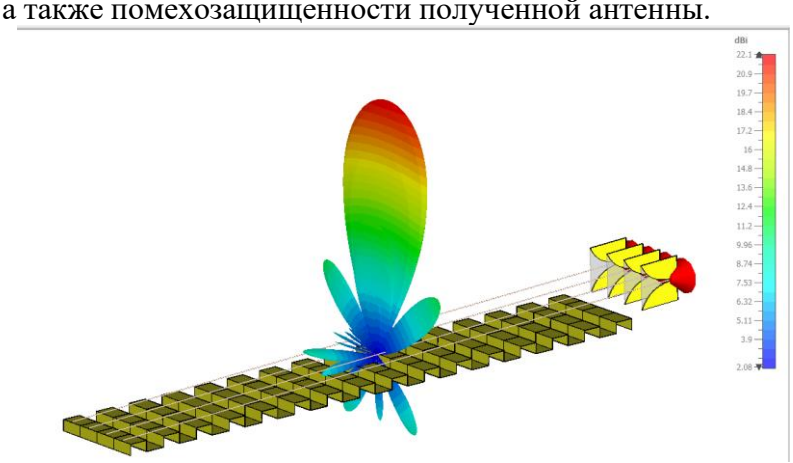
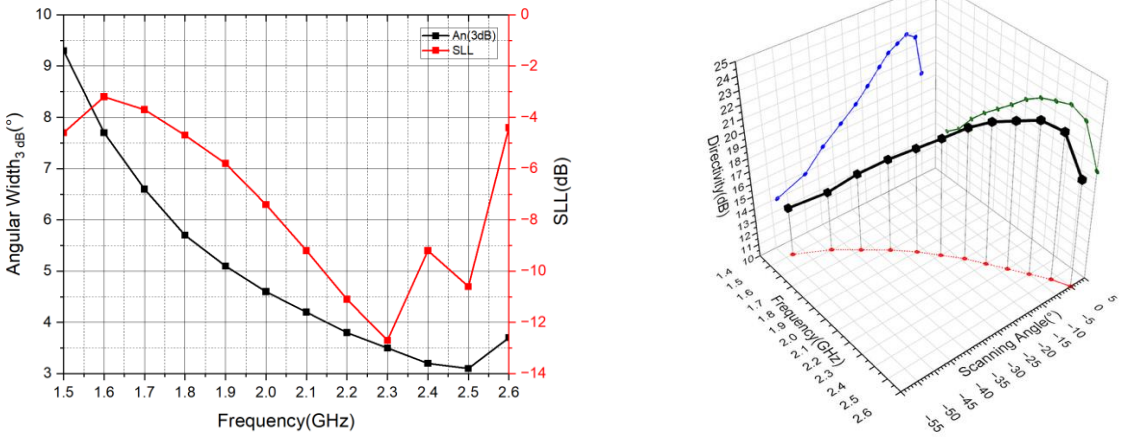


Рис. 3. Диаграмма направленности антенной решетки.



а) б)

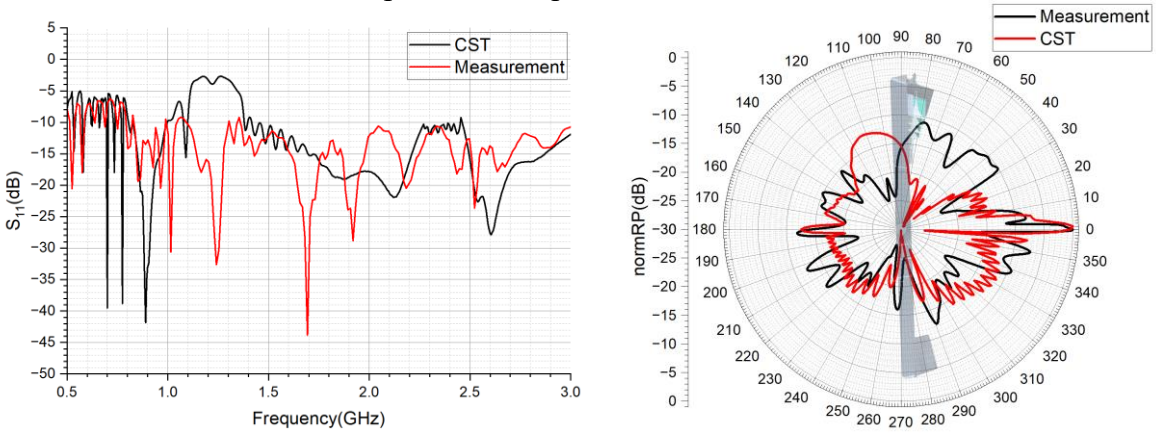
Рис. 4. Характеристики антенны: а) зависимость ширины лепестка и уровня боковых от частоты; б) сканирующий куб для антенной решетки.

Полученные результаты показывают, что наиболее худшие показатели излучения обеспечиваются на краевых значениях и при нормальном излучении – проявление эффекта «ослепления». Антенная решетка обеспечивает охват углов от 48 до 0 градусов в диапазоне частот 1.5-2.6 ГГц. Особое внимание стоит уделить уровню боковых

лепестков, так как они обеспечивают помехозащищенность антенной системы от побочного приема боковыми лепестками. Также можно отметить закономерность, что при повороте лепестка к ортогональному излучению происходит его сужение и рост уровня КНД. Также отчетливо видна ситуация ослепления антенны при ортогональном излучении, так уровень КНД падает на 2 дБ. Для разработанной антенны был изготовлен макет, для которого выполнялась корректировка излучения – нормальное излучение на частоте 2.4 ГГц, для чего был уменьшен угол наклона линий над дифракционной решеткой до 0.1 градуса. Изготовленный макет приводится на рисунке 5, а результаты измерений приводятся на рисунке 6.



Рис. 5. Процесс юстировки антенной системы.



а) б)

Рис. 6. Характеристики излучения: а) результаты измерений возвратных потерь для антенны с частотным сканированием; б) диаграмма направленности антенны на частоту 2.4 ГГц.

Полученные результаты показывают, что форма диаграммы направленности, полученная при измерении, максимально близка к результатам измерения. Изготовленная антенна также имеет максимально узкий луч, который ориентирован ортогонально, что было получено в процессе юстировки антенны. Таким образом, было получено, что разработанная антенна позволяет формировать направленный и узкий луч с малым уровнем боковых лепестков. Проведя анализ диаграммы направленности, рассмотрим реализацию частотного сканирования предложенной конструкции антенны на основе амплитудной дифракционной решетки. Отметим то, как выполнялись измерения. При измерении на генераторе была настроена частота от 1500 до 2400 МГц и уровень сигнала 20 dBm, после чего выполнялись измерения с поиском максимума. После этого генератор

выключался и включался заново и измерения повторялись. Для каждой частоты выполнялось 10 измерений, поэтому на графике результатов измерений существуют отклонения от единой точки, которые могут быть вызваны погрешностью позиционирования при измерениях – рисунок 7.

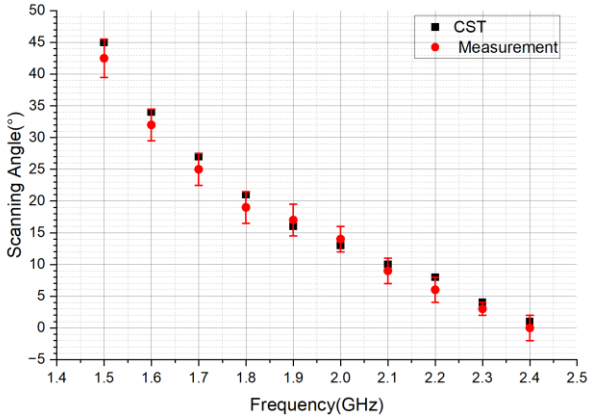


Рис. 7. Результаты измерений углов частотного сканирования.

Полученные результаты показывают, что разработанная антенна позволяет осуществить частотное сканирование, при этом нахождение пика излучения не отличается от значений моделирования на уровень более чем 2.5°, при этом ошибка увеличивается при максимальном отклонении лепестка от ортогонального излучения на частоте 1500 МГц. Полученные результаты показывают, что использование амплитудной дифракционной решетки для реализации антенной системы позволяет получить высоконаправленную антенну с возможностью частотного сканирования.

4. Заключение

Предложенная конструкция антенной системы позволяет выполнять частотное сканирование в широком диапазоне углов, при этом обеспечить эффективного отклонение главного лепестка с сохранением высокого направленного излучения и низкого уровня боковых лепестков. Сформированный узкий лепесток может быть эффективно использован для обнаружения высокомобильных роботизированных комплексов, при этом для возбуждения антенной решетки может быть использована простейшая схема делителей.

5. Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания "молодежная лаборатория" № FZGM-2024-0003.

Литература

1. Maltsev A., Sadri A., Pudeyev A., Bolotin I. Highly Directional Steerable Antennas: High-Gain Antennas Supporting User Mobility or Beam Switching for Reconfigurable Backhauling // IEEE Vehicular Technology Magazine. – 2016. – Vol. 11, No. 1. – P. 32–39. – DOI: 10.1109/MVT.2015.2508318.
2. Encino K., Panduro M. A., Reyna A., Covarrubias D. H. Novel Design Techniques for the Fermat Spiral in Antenna Arrays, for Maximum SLL Reduction // Micromachines. – 2022. – Vol. 13, No. 11. – Article 2000. – DOI: https://doi.org/10.3390/mi13112000.
3. Viganó M. C., Toso G., Caille G., Mangenot C., Lager I. E. Sunflower Array Antenna with Adjustable Density Taper // International Journal of Antennas and Propagation. – 2009. – Article ID 624035. – 10 p. – DOI: 10.1155/2009/624035.

4. Ji B., Yang G. Wide-Angle Scanning Phased Array Antenna // 2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, Atlanta, GA, USA. – 2019. – P. 2065–2066. – DOI: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2019.8889234.
5. Yang G., Li J., Wei D., Xu R. Study on Wide-Angle Scanning Linear Phased Array Antenna // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2018. – Vol. 66, No. 1. – P. 450–455. – DOI: 10.1109/TAP.2017.2761999.
6. Wang J. A wideband frequency beam scanning antenna based on the spoof surface plasmon polaritons / J. Wang, Z.-C. Hao, L. Zhao // 2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting. — Atlanta, GA, USA, 2019. — P. 141–142. doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2019.8888912.
7. Boskovic N. M., Jokanovic B. S., Nesic A. D. Compact frequency scanning antenna array with SRR phase shifters // 2013 11th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services (TELSIKS). – 2013. – Vol. 2. – P. 437–439. – DOI: 10.1109/TELSKS.2013.6704415.
8. Ищенко Е. А. Разработка и исследование антенн с частотным сканированием для обнаружения малых высокомобильных роботизированных комплексов. // Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Воронежский государственный технический университет. – 2025. – 166 с.

REFERENCES

1. Maltsev A., Sadri A., Pudeyev A., Bolotin I. Highly Directional Steerable Antennas: High-Gain Antennas Supporting User Mobility or Beam Switching for Reconfigurable Backhauling // IEEE Vehicular Technology Magazine. – 2016. – Vol. 11, No. 1. – P. 32–39. – DOI: 10.1109/MVT.2015.2508318.
2. Encino K., Panduro M. A., Reyna A., Covarrubias D. H. Novel Design Techniques for the Fermat Spiral in Antenna Arrays, for Maximum SLL Reduction // Micromachines. – 2022. – Vol. 13, No. 11. – Article 2000. – DOI: https://doi.org/10.3390/mi13112000.
3. Viganó M. C., Toso G., Caille G., Mangenot C., Lager I. E. Sunflower Array Antenna with Adjustable Density Taper // International Journal of Antennas and Propagation. – 2009. – Article ID 624035. – 10 p. – DOI: 10.1155/2009/624035.
4. Ji B., Yang G. Wide-Angle Scanning Phased Array Antenna // 2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, Atlanta, GA, USA. – 2019. – P. 2065–2066. – DOI: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2019.8889234.
5. Yang G., Li J., Wei D., Xu R. Study on Wide-Angle Scanning Linear Phased Array Antenna // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2018. – Vol. 66, No. 1. – P. 450–455. – DOI: 10.1109/TAP.2017.2761999.
6. Wang J. A wideband frequency beam scanning antenna based on the spoof surface plasmon polaritons / J. Wang, Z.-C. Hao, L. Zhao // 2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting. — Atlanta, GA, USA, 2019. — P. 141–142. doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2019.8888912.
7. Boskovic N. M., Jokanovic B. S., Nesic A. D. Compact frequency scanning antenna array with SRR phase shifters // 2013 11th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services (TELSIKS). – 2013. – Vol. 2. – P. 437–439. – DOI: 10.1109/TELSKS.2013.6704415.
8. Ishchenko E. A. Development and study of frequency-scanning antennas for detecting small, highly mobile robotic systems. // Dissertation for the degree of Candidate of Technical Sciences. Voronezh State Technical University. – 2025. – 166 p.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ КОЭФФИЦИЕНТА УДЕЛЬНОГО ПОГЛОЩЕНИЯ ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ БЕСПРОВОДНЫХ ЧЕЛОВЕКО-МАШИННЫХ СИСТЕМ

Д. В. Журавлев, Е. А. Ищенко, А. С. Китаева, Д. К. Проскурин, А. П. Тихонов

Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. Статья посвящена исследованию элемента человеко-машинных интерфейсов, а именно подсистемы «оператор – нейрогарнитура – радиоканал». С целью определения оптимальных параметров системы были исследованы зависимости коэффициента удельного поглощения энергии (SAR) в тканях головы оператора от двух ключевых факторов: частоты электромагнитного поля и положения антенны. В качестве источника излучения рассматривалась дипольная антенна, обеспечивающая передачу данных от нейрогарнитуры интерфейса «мозг–компьютер» на сервер. Моделирование проводилось для ряда частот (500, 1000, 2400, 5800, 10000, 27500 МГц) и двух вариантов размещения антенны: над головой и в задней полусфере шлема. Анатомическая модель головы оператора была построена на основе Voxel моделей из библиотеки DS CST Studio Suite 2026. В работе приведены диаграммы направленности излучения, проанализирован характер их искажений в различных зонах электромагнитного поля, а также представлены результаты расчета SAR для усреднения на 1 и 10 грамм биологической ткани.

Ключевые слова: удельный коэффициент поглощения; SAR; беспроводная связь; электромагнитные волны; структуры головы оператора.

STUDY OF THE DEPENDENCE OF THE SPECIFIC ABSORPTION RATE IN THE IMPLEMENTATION OF WIRELESS HUMAN-MACHINE SYSTEMS

D. V. Zhuravlev, E. A. Ishchenko, A. S. Kitaeva, D. K. Proskurin, A. P. Tikhonov

Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russian Federation

Abstract. This article examines human-machine interface elements, specifically the operator-neural headset-radio channel subsystem. To determine the optimal system parameters, studies were conducted examining the dependence of the specific energy distribution ratio (SAR) in the instrument's head tissue on two key factors: the pulsed electromagnetic field and the antenna position. A dipole antenna was used as the source, transmitting data from the brain-computer interface neuroheadset to the server. Wire modeling was performed for frequency ranges (500, 1000, 2400, 5800, 10000, and 27500 MHz) and two antenna placement options: overhead and in the rear hemisphere of the helmet. An anatomical model of the operator's head was constructed using Voxel models from the DS CST Studio Suite 2026 library. The work presents radiation pattern diagrams, analyzes their impact in various electromagnetic field zones, and presents SAR calculation results for averaging over 1 and 10 grams of biological tissue.

Keywords: Specific Absorption Rate; SAR; Wireless Communications; Electromagnetic Waves; Operator Head Structures.

1. Введение

Реализация систем беспроводной передачи данных требует проведения большого числа измерений и моделирований, которые направлены не только на достижение наилучших антенных характеристик, но и на снижение влияния на тело человека, которое взаимодействует с антенной системой. Многие работы направлены на исследование взаимного влияния антенных систем [1], однако в случае решения задачи реализации системы передачи данных вблизи тела человека следует отслеживать возникающие искажения поля, а также определять уровень энергии, которая поглощается тканями [2-3].

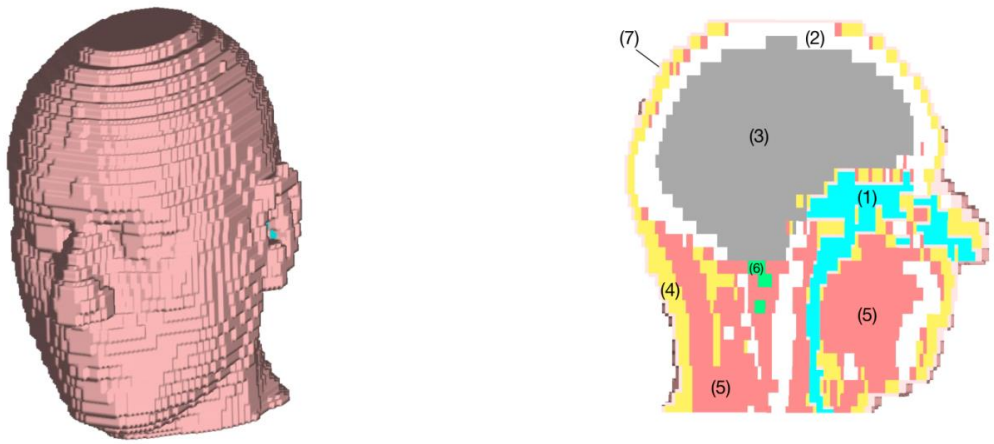
Исследования, проводимые с использованием современных методов электродинамического анализа, позволяют проводить высокоточные исследования с возможностью определения глубины проникновения электромагнитных волн в ткани тела человека [4-5]. Для определения влияния электромагнитных волн на тело человека вводится параметр удельного коэффициента поглощения электромагнитной энергии или SAR, который описывает в Вт/кг объем поглощенной энергии 1 (FCC) или 10 (CENELEC (IEC 62209-1)) граммами тканей [6].

В данной работе рассматривается задача реализации беспроводной системы передачи данных в человеко-машинных системах на частотах 500, 1000, 2400, 5800, 10000 и 27500 МГц. Рассматривались случаи, когда антенна размещалась над оператором и за ним, для моделирования применялись методы, реализованные в DS CST Studio Suite 2026.

2. Описание исследуемой задачи

Для моделирования была выбрана модель головы человека из CST Voxel Family – Густав, 38 лет, рост 1.76 м, вес 69 кг. На рисунке 1 приводится вид исследуемой биологической модели головы человека. Характеристики тканей, которые используются при моделировании приводятся в таблице 1.

Для моделирования уровня SAR в задаче расположения антенны вблизи тела человека необходимо выполнить расчет картин потери мощностей (Power Loss Density, Вт/м^3), которые впоследствии пересчитываются в SAR. В процессе исследования задачи антенна в виде простейшего диполя размещалась сверху шлема-нейрогарнитуры и сзади, как это показано на рисунке 2.



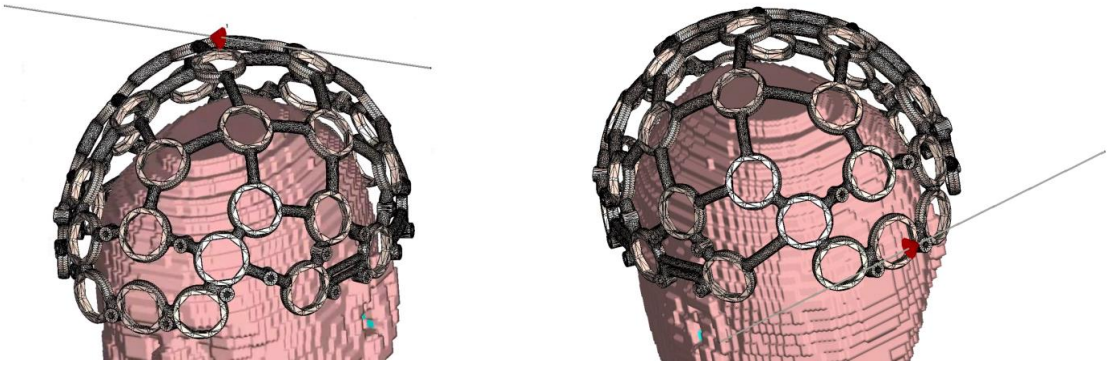
а) б)

Рис. 1. Модель головы оператора, используемая при моделировании: а) Вид головы; б) Разрез: (1) – воздух в теле человека; (2) – кости черепа; (3) – мозг; (4) – жировой слой; (5) – мышечная ткань; (6) – нерв в позвоночнике; (7) – кожа.

Таблица 1. Характеристики тканей головы человека

№ с рисунка 1	Ткань (среда)	Относительная диэлектрическая проницаемость, ε_r	Электрическая проводимость, σ, См/м
(1)	Воздух	1.00	--
(2)	Кости	15.28	0.064
(3)	Мозг	68.47	0.442
(4)	Жировая ткань	6.07	0.036
(5)	Мышечная ткань	65.97	0.708
(6)	Нервная ткань	47.27	0.338
(7)	Кожа	69.45	0.507

При исследовании шлем выполнялся из поликарбоната, а расположения антенн были зафиксированы – 58 мм над шлемом и 44 мм сзади. Однако с учетом расположения антенн и их размеров стоит отметить, что излучения будут располагаться в разных зонах – рисунок 3, а также с учетом полученной зависимости была получена таблица 2 с указанием размеров антенн, а также типов зон излучения, возникающих при моделировании.



а) б)

Рис. 2. Расположение антенн при выполнении исследования.

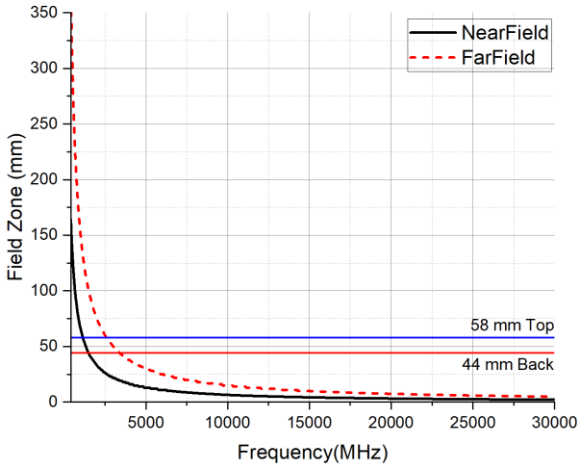


Рис. 3. Зависимости расстояний ближней и дальней зоны от частоты.

Таблица 2. Характеристики антенн, использующихся для беспроводной передачи данных

Резонансная частота, МГц	Диапазон рабочих частот, МГц	Длина антенны, мм	Тип зоны излучения	
			Над шлемом	Сзади шлема
500	482-517	280	RF	RF
1000	958-1043	138	RF	RF
2400	2303-2551	56	NF	NF
5800	5430-6150	23	FF	FF
10000	9197-10803	13	FF	FF
27500	25641-33775	4.2	FF	FF
Прим. Диапазон рабочих частот по уровню КСВН=2 (RL=10 дБ) Зоны излучения RF – реактивная, NF – ближняя, FF – дальняя				

В идеальных условиях используемые антенны имеют типовую диаграмму направленности в виде тороида. Для моделирования задачи использовалась вычислительная станция с Intel Core Ultra 9 295k, 128 ГБ ОЗУ и Nvidia RTX 4090.

3. Результаты процесса электродинамического моделирования исследуемой задачи

Анализ результатов стоит начать с характеристик диаграмм направленности при расположении антенн над головой оператора – рисунок 4.

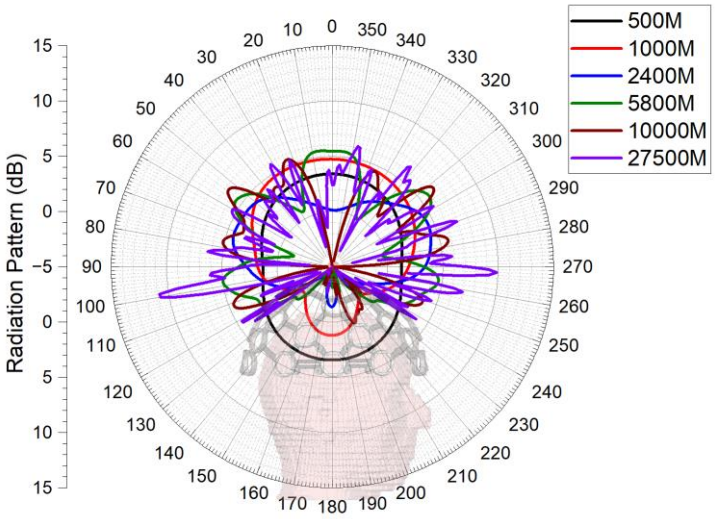


Рис. 4. Картины диаграмм направленности с учетом влияния головы при расположении антенны над головой.

Полученные зависимости показывают, что с ростом частоты наблюдается наибольшее искажение картин диаграмм направленности. Данный эффект можно описать на основе анализа зон излучения, который был приведен выше. Малые искажения в диапазонах частот 500 и 1000 МГц вызваны тем, что антенна располагается в реактивной зоне относительно головы. Это приводит к тому, что форма диаграммы направленности еще не сформирована. В ближней зоне (2 400 МГц) искажения уже более существенные, так лепесток диаграммы направленности начинает разрушаться на 2 явных пика, а в области более высоких частот существенные искажения диаграммы направленности вызваны шлемом и головой пользователя. С учетом проведенного моделирования были рассчитаны характеристики SAR как по методике FCC, так и по

методике CENELEC (IEC 62209-1). На рисунке 5 приводится вид зависимостей приков уровней SAR от частоты.

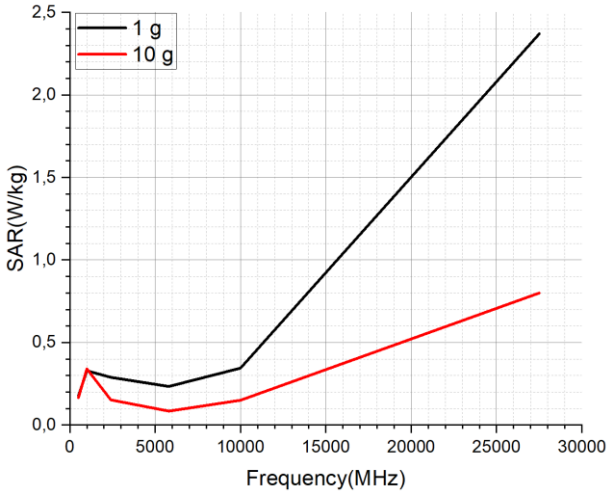
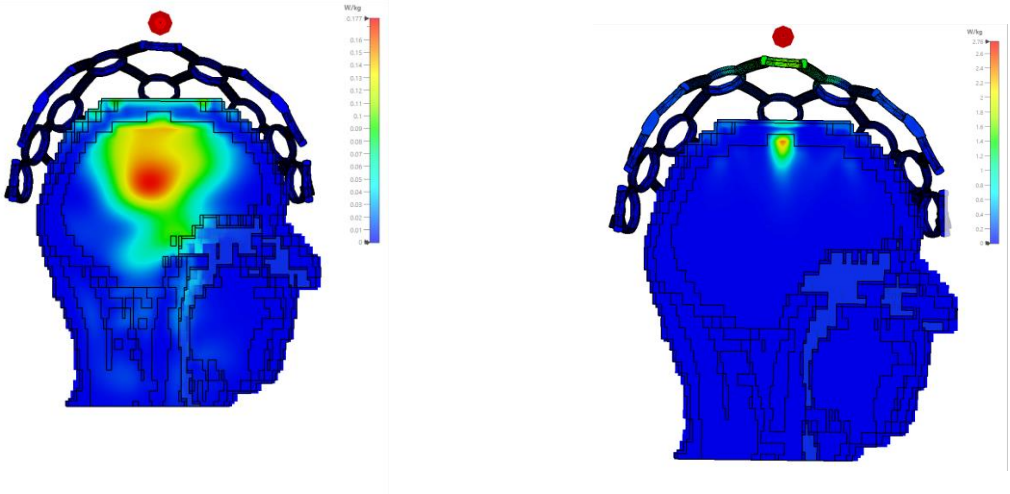


Рис. 5. Зависимость максимальных уровней SAR относительно частоты излучения.

На рисунке 6 приводится зависимость глубины проникновения в ткани электромагнитного поля на частоте 500 и 27500 МГц.



а) 500 МГц б) 27500 МГц

Рис. 6. Картины SAR в расчете на 1 грамм тканей.

Полученные результаты показывают, что с ростом частоты глубина проникновения электромагнитной энергии уменьшается, однако одновременно с этим увеличивается уровень значений SAR до уровней, превышающих пороговые значения безопасного поглощения. Данная особенность вызвана тем, что с ростом частоты поглощение в тканях значительно возрастает. Стоит отметить также тот факт, что наибольшая доля энергии поглощается в головном мозге оператора, который имеет высокий уровень диэлектрической проницаемости.

Рассмотрим аналогичные результаты при размещении антенны в задней части головы – рисунки 7-9.

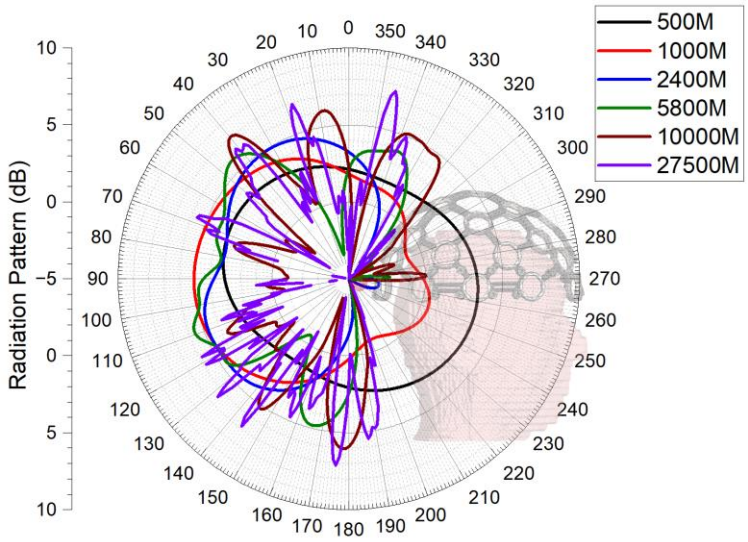


Рис. 7. Картины диаграмм направленности с учетом влияния головы при расположении антенны сзади шлема нейрогарнитуры.

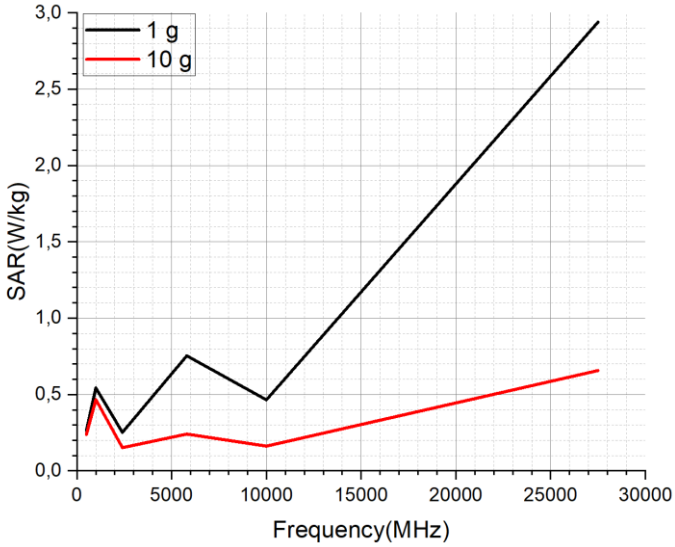
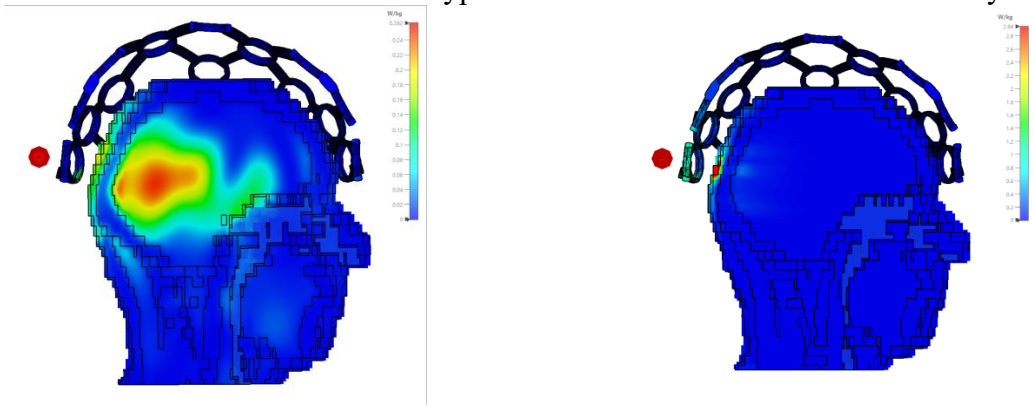


Рис. 8. Зависимость максимальных уровней SAR относительно частоты излучения.



а) 500 МГц б) 27500 МГц

Рис. 9. Картины SAR в расчете на 1 грамм тканей.

Полученные зависимости показывают, что наблюдается рост удельного поглощения волн с ростом частоты. Полученные зависимости показывают, что расположение антенны в задней полуплоскости влечет увеличение уровней SAR, однако

глубина проникновения волн ниже, чем в случае расположения антенны над головой оператора.

На основании полученных зависимостей можно сделать вывод, что с ростом частоты наблюдается увеличение значений удельного коэффициента поглощения волн. Значения коэффициента при расчете на 1 грамм тканей превышают величины для случая, когда расчет выполняется на 10 грамм тканей. Использование промежуточного слоя – в данном случае шлема, выполненного из поликарбоната, позволяет понизить уровни коэффициента удельного поглощения, так как часть электромагнитного излучения поглощается в диэлектрике. Также выявлена зависимость искажений диаграмм направленности относительно расположения объекта-рассеивателя и типа зоны излучения волн: реактивной, ближней и дальней.

4. Заключение

В ходе исследования установлено, что проектирование систем беспроводной передачи данных требует тщательного учета расположения антенн и выбора рабочих частот. Выявлена прямая зависимость искажений диаграммы направленности от параметров зон электромагнитного поля. Наименьшие искажения характерны для реактивной зоны, в ближней зоне они начинают проявляться при сохранении общей картины излучения, тогда как в дальней зоне наблюдаются максимальные отклонения. Кроме того, моделирование подтвердило, что повышение частоты ведет к снижению глубины проникновения волн из-за диэлектрических свойств биологических тканей (моделирование выполнялось на Voxel моделях в среде DS CST Studio Suite 2026). Применение средств компьютерного моделирования позволяет оперативно решать широкий спектр задач, включая учет влияния человеческого тела.

5. Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания "молодежная лаборатория" № FZGM-2024-0003.

Литература

1. Бобрешов А.М., Кононов А.А., Нескородова О.В., Смусева К.В., Усков Г.К. Расчет оптимальных значений весовых коэффициентов для компенсации взаимного влияния элементов антенных решеток // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. - 2025. - Т. 28. - №1. - С. 20-32. doi: 10.18469/1810-3189.2025.28.1.20-32.
2. Chowdhury S. R., Ali K. Effects of human body on antenna performance: A quantitative study. // 2016 19th International Conference on Computer and Information Technology (ICCIT), Dhaka, Bangladesh, 2016, pp. 108-112, doi: 10.1109/ICCITECHN.2016.7860178.
3. Abd Rahman N.H., Yamada Y., Amin Nordin M.S. Analysis on the Effects of the Human Body on the Performance of Electro-Textile Antennas for Wearable Monitoring and Tracking Application. // Materials 2019, 12, 1636. https://doi.org/10.3390/ma12101636.
4. Reinecke T., Hagemeier L., Ahrens S., Klintschar M., Zimmermann S. Permittivity measurements for the quantification of Edema in human brain tissue-open-ended coaxial and coplanar probes for fast tissue scanning. // Proceedings of IEEE Sensors. 2014. 681-683. 10.1109/ICSENS.2014.6985090.
5. Said T., Varadan V. V. Modeling the effective complex permittivity of heterogeneous breast tissue and comparison with relaxation models at millimeters wave frequencies. //

2007 IEEE Region 5 Technical Conference, 2007, pp. 157-162, doi: 10.1109/TPSD.2007.4380372.
6. Poljak D., Cavka D., Dodig H., Peratta C., Peratta A. On the use of the boundary element analysis in bioelectromagnetics // Engineering Analysis with Boundary Elements. 2014. T. 49. C. 2–14.

REFERENCES

1. Bobreshov A.M., Kononov A.A., Neskorodova O.V., Smuseva K.V., Uskov G.K. Calculation of optimal values of weight coefficients for compensation of the mutual coupling of antenna array elements // Physics of Wave Processes and Radio Systems. - 2025. - Vol. 28. - N. 1. - P. 20-32. doi: 10.18469/1810-3189.2025.28.1.20-32.
2. Chowdhury S. R., Ali K. Effects of human body on antenna performance: A quantitative study. // 2016 19th International Conference on Computer and Information Technology (ICCIT), Dhaka, Bangladesh, 2016, pp. 108-112, doi: 10.1109/ICCITECHN.2016.7860178
3. Abd Rahman N.H., Yamada Y., Amin Nordin M.S. Analysis on the Effects of the Human Body on the Performance of Electro-Textile Antennas for Wearable Monitoring and Tracking Application. // Materials 2019, 12, 1636. https://doi.org/10.3390/ma12101636.
4. Reinecke T., Hagemeier L., Ahrens S., Klintschar M., Zimmermann S. Permittivity measurements for the quantification of Edema in human brain tissue-open-ended coaxial and coplanar probes for fast tissue scanning. // Proceedings of IEEE Sensors. 2014. 681-683. 10.1109/ICSENS.2014.6985090.
5. Said T., Varadan V. V. Modeling the effective complex permittivity of heterogeneous breast tissue and comparison with relaxation models at millimeters wave frequencies. // 2007 IEEE Region 5 Technical Conference, 2007, pp. 157-162, doi: 10.1109/TPSD.2007.4380372.
6. Poljak D., Cavka D., Dodig H., Peratta C., Peratta A. On the use of the boundary element analysis in bioelectromagnetics // Engineering Analysis with Boundary Elements. 2014. T. 49. C. 2–14.

КРОСС-ДИПОЛЬ С ШИРОКОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ ДЛЯ АППАРАТУРЫ КОНТРОЛЯ ФИЗИОЛОГИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ОПЕРАТОРОВ

Д. В. Журавлев[1], Ю. Г. Пастернак[1], Д. К. Проскурин[1], Н. Б. Смольянов[1,2]

[1]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Российская Федерация
[2]АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В работе рассматривается модели антенны типа «кросс-диполь», одна из которых в составе собственной конструкции имеет четыре Г-образных рассеивателя. Антенные устройства возможно применять в системах, обеспечивающих дистанционное управление, передачу данных и видеосигнал. Характерные особенности антенного устройства позволяют обеспечить всенаправленность, и высокие рабочие характеристики антенны в полосе рабочих частот от 5.00 ГГц до 7.00 ГГц. Для исследования работы устройства был проведен расчет основных характеристик устройства S_{11}-параметра, КСВН, уровень потерь в антенне и произведено моделирование ДН.

Ключевые слова: кросс-диполь, БПЛА, всенаправленная антенна, дистанционный контроль.

A CROSS DIPOLE WITH A WIDE DIRECTIONAL PATTERN FOR MONITORING THE PHYSIOLOGICAL PARAMETERS OF OPERATORS.

V. Zhuravlev[1], U. G. Pasternak[1], D. K. Proskurin[1], N. B. Smolyanov[1,2]

[1]Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russian Federation
[2]JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

Abstract. The paper considers models of a cross-dipole antenna, one of which has four L-shaped diffusers as part of its own design. Antenna devices can be used in systems providing remote control, data transmission and video signal. The characteristic features of the antenna device allow for omnidirectionality and high antenna performance in the operating frequency band from 5.00 GHz to 7.00 GHz. To study the operation of the device, the main characteristics of the S11 device were calculated-the parameter, the VSWR, the loss level in the antenna, and the DN was simulated.

Keywords: cross-dipole, UAV, omnidirectional antenna, remote control.

1. Введение

В настоящее время одной из наиболее актуальных сфер развития систем связи являются антенные устройства имеющие миниатюрные размеры. Это связано с повсеместным распространение малогабаритных аппаратов, конструкция которых позволяет установить только небольшие антенны. Другой фактор, влияющий на разработку конструкции антенного устройства, является вариант пеленгации – всенаправленный или секторальный. Оба варианта имеют собственные преимущества и недостатки, в зависимости от которых выбирается подходящая под конкретную задачу структура антенного устройства.

В качестве примера устройств, требующих небольшие антенны, являются БПЛА и другая дистанционно управляемая техника, измерительные устройства, а также системы мониторинга. Применяемые на технике антенны относятся к различным типам устройств,

выбор которых зависит от решения конкретной задачи [1]. Техника, имеющая на своем борту видеопередатчики, и приемники для обеспечения связи в основном использует диполи. Этот тип антенн отличается небольшими размерами и высокой устойчивостью к повреждениям [2], [3].

Квадрокоптеры, FPV-дроны и отличающие небольшими размерами БПЛА используют полосу частот около 5 - 5.3 ГГц в целях передачи видеосигнала оператору [4], [5]. В связи с необходимостью обеспечения постоянного уровня передаваемого сигнала, антенному устройству необходимо формировать всенаправленную ДН, так как положение БПЛА изменяется в трехмерном пространстве. Схожие требования относятся и к устройствам, передающим информацию в системах аппаратуры контроля физиологических параметров операторов [6], [7].

Настоящее исследование актуально в связи с необходимостью модернизации существующих и разработке новых антенных элементов связи в диапазоне от 5 ГГц до 7 ГГц, применение которых обеспечит:

- минимизацию габаритов и массы антенного устройства при высокой механической прочности;
- практическое применение отечественных комплектующих при разработке, без использования импортных компонентов;
- формирование всенаправленной ДН;
- стабильный режим работы антенного устройства.

2. Исследование параметров волновода

Антенное устройство представляет собой кросс-диполь обладающий квадратурной запиткой, реализованный на двухсторонней печатной плате. В качестве фидерной линии запитки используется коаксиальный кабель (50 Ом). Симметрирующий трансформатор выполнен на основе коаксиального кабеля. Верхняя часть антенны представляет собой плоскую цилиндрическую пластину из углеводородного полимерного материала с керамикой и тканым стекловолокном (коэффициент диэлектрической проницаемости 3.38).

Внешний вид электродинамической модели и ее габаритные размеры разработаны в программе CST Studio Suite 2025, она состоит из 3.2 млн ячеек, что позволяет оценить общую работоспособность устройства за относительно короткий промежуток времени. Модель антенного устройства для осуществления расчетов расположена в свободном пространстве, подстилающая поверхность отсутствует. Она представлена на рисунке 1.

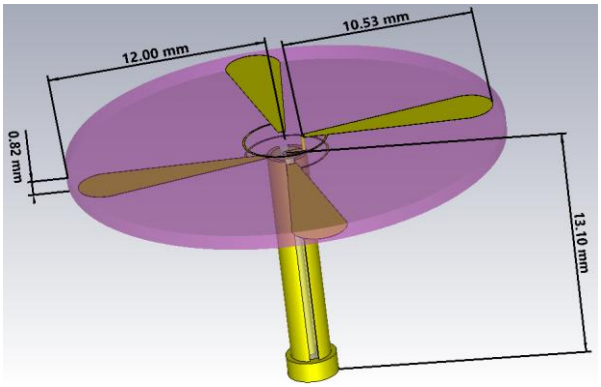


Рис. 1. Габаритные размеры модели кросс-диполя

Размеры антенного устройства рассчитаны параметрическим методом, в целях получения наилучших характеристик при наименьших масса-габаритных параметрах. Разработанная электродинамическая модель демонстрирует широкий диапазон рабочих частот, на рисунке 2 представлен график возвратных потерь антенны.

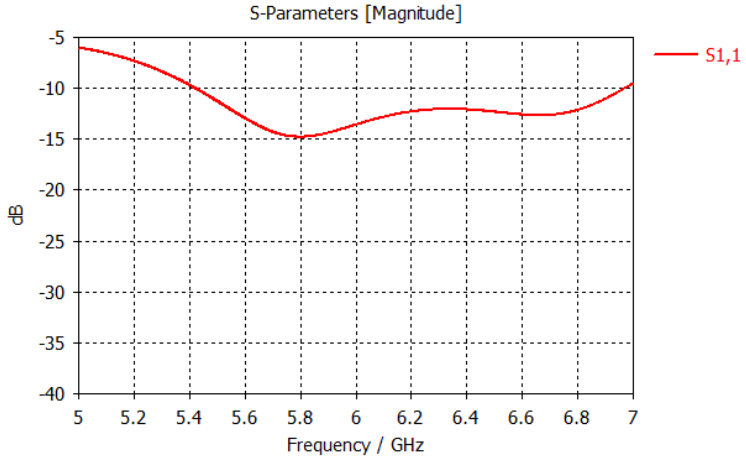
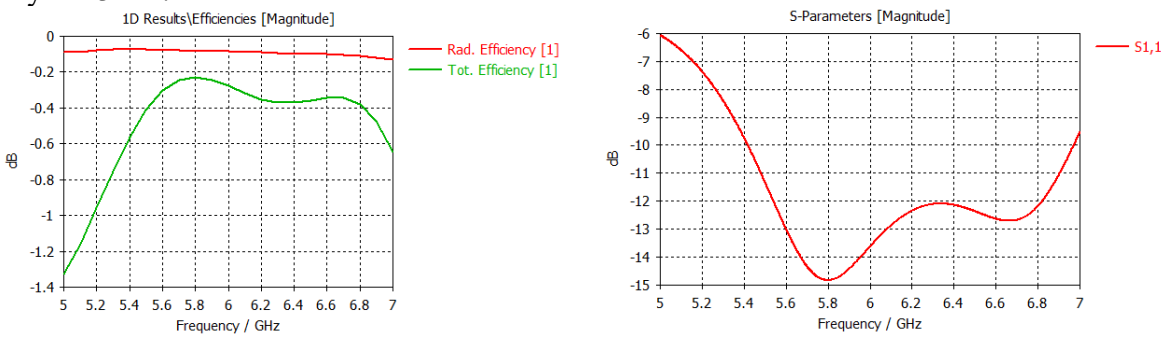


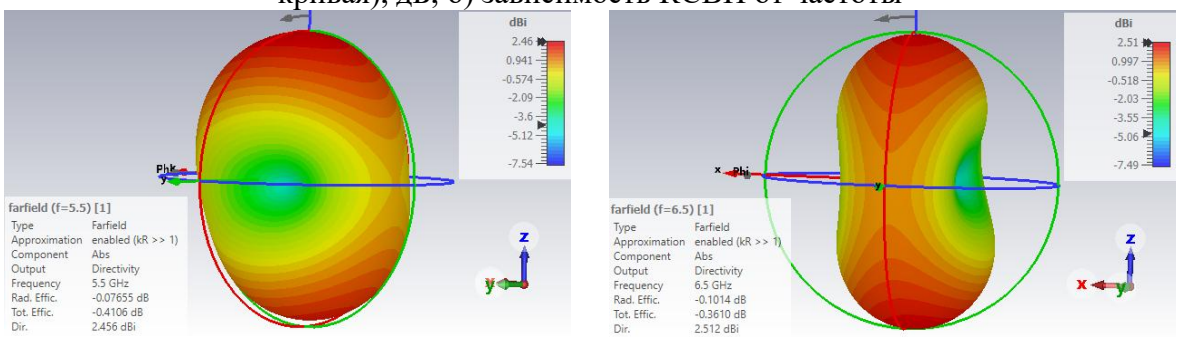
Рис. 2. График возвратных потерь кросс-диполя

Полученные результаты демонстрируют, что антенна обеспечивает хороший уровень согласования (S_{11} <10 дБ) в диапазоне от 5.41 ГГц до 6.98 ГГц. Помимо S-параметра, для оценки характеристик антенного устройства рассмотрим коэффициент стоячей волны на входе, уровень потерь в структуре и рассчитаны ДН. Графики, демонстрирующие полученные в результате моделирования параметры, представлены на рисунке 3 и 4.



а) б)

Рис. 3. Характеристики кросс-диполя в полосе частот от 5 ГГц до 7 ГГц: а) Потери в материалах антенного устройства (верхняя кривая) и суммарный потери (нижняя кривая), дБ; б) зависимость КСВН от частоты



а) б)

Рис. 4. Результаты расчета ДН кросс-диполя на частоте: а) 5.5 ГГц; б) 6.5 ГГц

По рисунку 4 видно, что на ДН присутствуют два явных максимума и два провала. В случае разработки антенного устройства для установки на дистанционно управляемые устройства, данная форма ДН является негативным показателем. Поэтому рассмотрим вариант конструкции антенного устройство, который обеспечит всенаправленную ДН без провалов.

Способ деформация ДН для обеспечения требуемого изменения формы связана с наличием симметрирующего трансформатора. С помощью 4-х Г-образных рассеивателей производится выравнивание формы ДН для осуществления равномерного сканирования. Модель кросс-диполя с добавленными рассеивателями представлена на рисунке 5.

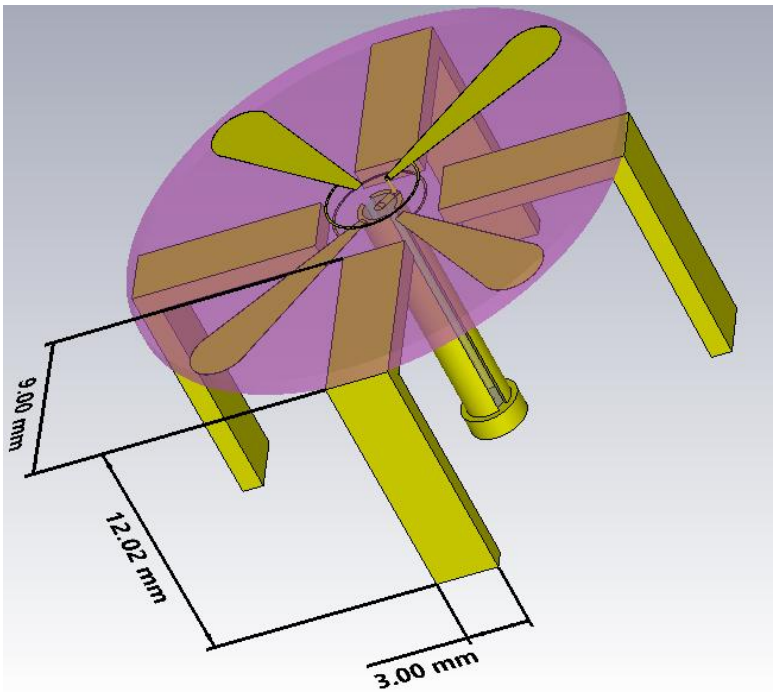


Рис. 5. Электродинамическая модель кросс-диполя с 4-мя Г-образными рассеивателями

Добавление в конструкцию рассеивателей вносит изменения в характеристики антенного устройства. Результаты расчета основных характеристик антенны представлены на рисунке 6.

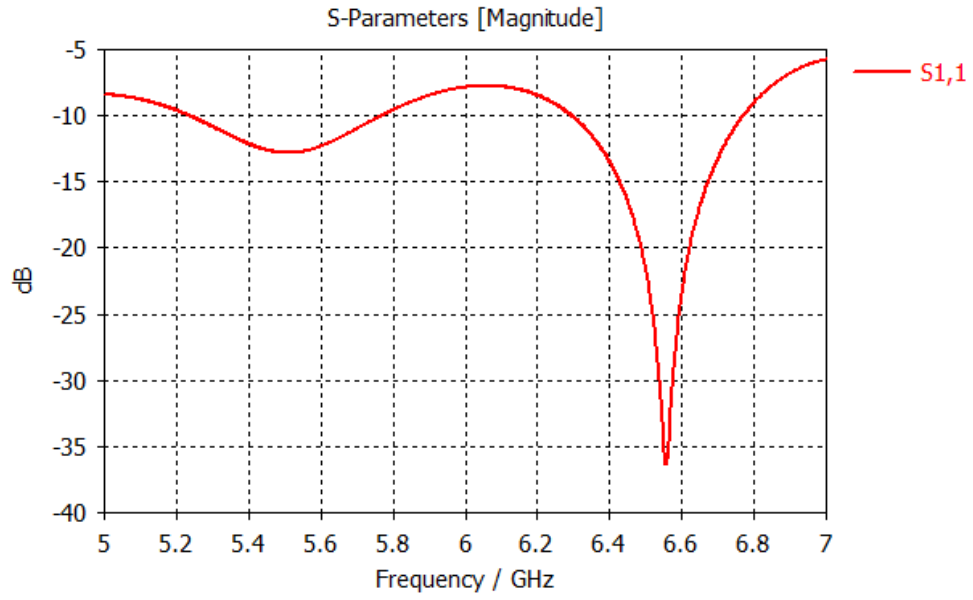
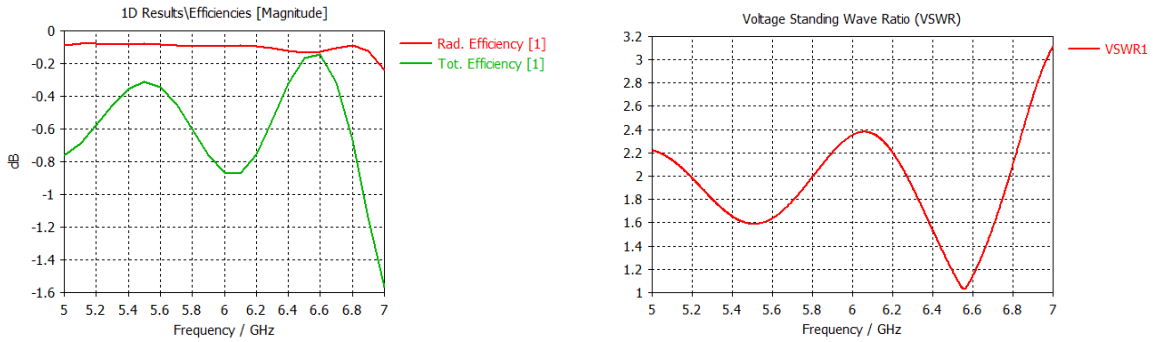
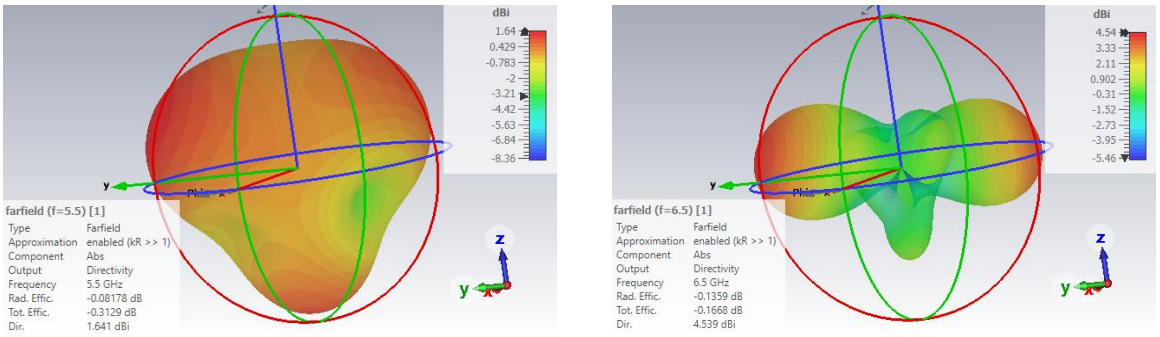


Рис. 6. График возвратных потерь кросс-диполя с 4-мя Г-образными рассеивателями



а) б)

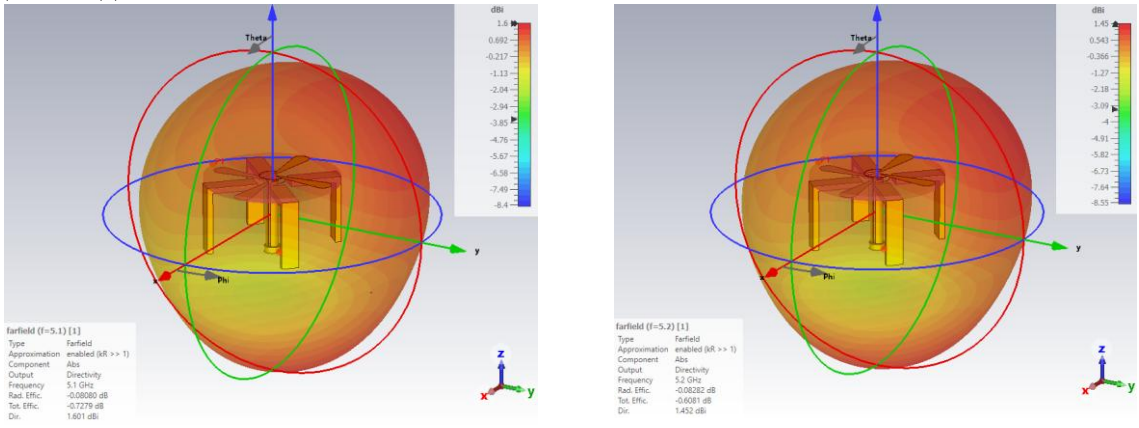
Рис. 7. Характеристики кросс-диполя с 4-мя Г-образными рассеивателями в полосе частот от 5 ГГц до 7 ГГц: а) Потери в материалах антенного устройства (верхняя кривая) и суммарный потери (нижняя кривая), дБ; б) зависимость КСВН от частоты



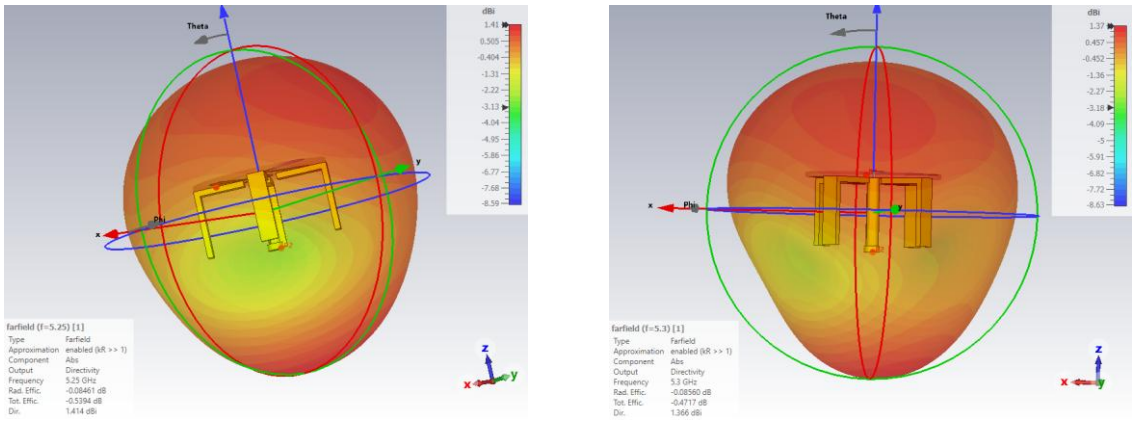
а) б)

Рис. 8. Результаты расчета ДН кросс-диполя с 4-мя Г-образными рассеивателями на частоте: а) 5.5 ГГц; б) 6.5 ГГц

Представленные на рисунках 6 – 8 результаты расчета характеристик антенного устройства демонстрируют его высокие параметры в С-диапазоне. Рассмотрим отдельно ДН на нескольких частотах в полосе от 5.1 ГГц до 5.3 ГГц, так как данные частоты используют для передачи видеосигнала. На рисунке 9 представлен результат расчета ДН в данном диапазоне.



а) б)



в) г)

Рис. 9. Результаты расчета ДН кросс-диполя с 4-мя Г-образными рассеивателями на частотах а) 5.1 ГГц; б) 5.2 ГГц; в) 5.25 ГГц; г) 5.3 ГГц.

Представленные трехмерные ДН демонстрирует, что разница между максимальным и минимальным значениями коэффициента усиления антенны в полносферическом пространстве составляет менее 4.5 дБ, что делает антенное устройство практически всенаправленным.

3. Заключение

В данной работе рассматривается конструкция кросс-диполя, имеющего миниатюрные масса-габаритные размеры. Антенное устройство в диапазоне от 5 ГГц до 7 ГГц демонстрирует хорошие характеристики в рабочем режиме. Добавление в состав конструкции Г-образных рассеивателей позволяет обеспечить работу антенны в полносферическом пространстве. Параметры разработанного антенного устройства позволяют установить его на небольшом аппарате носителе и обеспечить высокий уровень сигнала вне зависимости от направления движения аппарата относительно оператора.

Литература

1. Кондратенко, А. Б. Антенны, применяемые на БПЛА / А. Б. Кондратенко, А. В. Бекешко // Индустриальная Россия: вчера, сегодня, завтра: Сборник научных статей по материалам XVI Международной научно-практической конференции, Уфа, 06 декабря 2024 года. – Уфа: Общество с ограниченной ответственностью "Научно-издательский центр "Вестник науки", 2024. – С. 7-11.
2. Сазонов Д.М. Многоэлементные антенные системы. Матричный подход. – М.: Радиотехника, 2015. – 143 с.
3. Во Ба Ау. Низкопрофильная антенная решетка сильно связанных диполей круговой поляризации / Во Ба Ау, И. Н. Бобков, Ю. В. Юханов // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2024. – № 4(240). – С. 188-196. – DOI 10.18522/2311-3103-2024-4-188-196.
4. Серия DJI Neo // Официальный интернет магазин DJI в России URL: https://dji-rus.ru/seriya-dji-neo/ (дата обращения: 19.03.2026).
5. Серия EVO Neo // Интернет-магазин квадрокоптеров Autel URL: https://auteldrones-russia.ru/ (дата обращения: 19.03.2026).
6. Журавлев, Д. В. Система мониторинга функционального состояния операторов / Д. В. Журавлев, М. В. Шубин // XLVIII Огарёвские чтения: Материалы научной конференции. В 3-х частях, Саранск, 06–13 декабря 2019 года / Составитель А.В. Столяров. Отв. за выпуск П.В. Сенин. Том Часть 1. – Саранск: Национальный

исследовательский Мордовский государственный университет им. Н.П. Огарёва, 2020. – С. 432-436.
7. Системы дистанционного контроля функциональных параметров человека: Монография / Д. В. Журавлев, Ю. С. Балашов, А. А. Костин [и др.]. Воронеж: ГОУВПО "Воронежский государственный технический университет", 2009. 220 с.

REFERENCES

1. Kondratenko, A. B. Antennas used on UAVs / A. B. Kondratenko, A. V. Bekeshko // Industrial Russia: yesterday, today, tomorrow: Collection of scientific articles based on the materials of the XVI International Scientific and Practical Conference, Ufa, December 06, 2024. Ufa: Limited Liability Company Scientific Publishing Center Bulletin of Science, 2024. pp. 7-11.
2. Sazonov D.M. Multi-element antenna systems. The matrix approach. – M.: Radio Engineering, 2015. – 143 p.
3. In Ba Au. Low-profile antenna array of strongly coupled circular polarization dipoles / In Ba Au, I. N. Bobkov, Yu. V. Yukhanov // Izvestiya SFU. Technical sciences. – 2024. – № 4(240). – Pp. 188-196. – DOI 10.18522/2311-3103-2024-4-188-196.
4. DJI Neo series // DJI official online store in Russia URL: https://dji-rus.ru/seriya-dji-neo / (date of access: 03/19/2026).
5. EVO Neo series // Autel Quadcopter Online Store URL: https://auteldrones-russia.ru / (date of access: 03/19/2026).
6. Zhuravlev, D. V. System of monitoring the functional state of operators / D. V. Zhuravlev, M. V. Shubin // XLVIII Ogarev readings: Proceedings of the scientific conference. In 3 parts, Saransk, December 06-13, 2019 / Compiled by A.V. Stolyarov. Responsible for the issue of P.V. Senin. Volume Part 1. Saransk: Ogarev National Research Mordovian State University, 2020, pp. 432-436.
7. Remote control systems for human functional parameters: A monograph / D. V. Zhuravlev, Yu. S. Balashov, A. A. Kostin [et al.]. Voronezh: Voronezh State University of Technology, 2009. 220 p.

РАСЧЕТ КОНЦЕНТРАЦИИ ЭЛЕКТРОНОВ В СЛУЧАЕ ОГРАНИЧЕННЫХ И МАССИРОВАННЫХ ВОЗМУЩЕНИЙ ИОНОСФЕРЫ

Д.В. Пужкин, А.С. Щеголеватых

АО «Концерн «Созвездие», г. Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. Представлены результаты теоретического моделирования влияния ограниченных и массивных возмущений ионосферы на изменение параметров отражающих свойств ионосферы. Показано, что возмущение ионосферы на высоте 50 км от Земли, обеспечивает уверенный приём радиосигналов низкочастотного и среднечастотных диапазонов на расстоянии 500 км. В то же время сигналы частотой до 1,5 МГц подавляются возмущениями ионосферы на высотах до 25 км.

Ключевые слова: концентрация ионов, возмущения ионосферы, диапазон излучения радиосигнала.

ELECTRON CONCENTRATION CALCULATION IN THE CASE OF LIMITED AND MASS IONOSPHERIC DISTURBANCES

Puzhkin, A.S. Schegolevatykh

JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

Abstract. There are presented the results of theoretical modeling in the case of limited and mass ionosphere disturbances, sponsored by changes of ionosphere parameters. It is put on that ionosphere disturbance on the height of 50 km allows confident reception LF and MF radio signals. But signals with frequencies larger 1.5 Mc suppress on heights of disturbances lower 25 km.

Keywords: ionic concentration, ionosphere disturbances, frequency range of radio signal.

1. Введение

Обеспечение уверенного приёма радиосигналов в случае ограниченных или массивных возмущений ионосферы в настоящее время приобретает большое значение. На основе теоретических и практических исследований искажений при выборе трасс и диапазонов излучаемого сигнала предполагается составление рекомендаций по использованию радиоканалов.

2. Решение дифракционной задачи

Рассмотрим задачу излучения электромагнитных волн (ЭМВ) источником тока, расположенным в электрически неоднородной по высоте среде между Землёй и ионосферой. Математически поставленная дифракционная задача состоит в нахождении решения системы уравнений Максвелла [1]:

$$rot\vec{E} = -i\omega\mu\vec{H}\ ,\ rot\vec{H} = i\omega\varepsilon\vec{E} + \vec{J}\ , \qquad (1)$$

где $\vec{E}$ и $\vec{H}$- электрический и магнитный векторы электромагнитного поля; $\vec{J}$- вектор плотности электрического тока; ω — частота ЭМВ;ε и μ — диэлектрическая и магнитная проницаемость среды; $i = \sqrt{-1}$ — мнимая единица.

Система уравнений (1) должна удовлетворять граничному условию на поверхности Земли и условиям излучения на бесконечном удалении. Представим систему уравнений

в скалярном виде в сферической системе координат (r, θ, φ), учитывая, что плотность тока имеет только радиальную составляющую:

$$-i\varepsilon\mu_0 H_\varphi = \frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r} rE_\theta - \frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial \theta}E_r,$$

$$-i\varepsilon\mu_0 H_\theta = \frac{1}{r\sin(\theta)}\frac{\partial}{\partial \varphi}E_r - \frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r} rE_\varphi,$$

$$-i\varepsilon\mu_0 H_r = \frac{1}{r\sin(\theta)}\frac{\partial}{\partial \theta}\sin(\theta)E_\varphi - \frac{1}{r\sin(\theta)}\frac{\partial}{\partial \varphi}E_\theta, \quad (2)$$

$$i\omega\varepsilon_0\varepsilon(r)E_\varphi = \frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r} rH_\theta - \frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial \theta}H_r,$$

$$i\varepsilon_0\varepsilon(r)E_\theta = \frac{1}{r\sin(\theta)}\frac{\partial}{\partial \varphi}H_r - \frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r} rH_\varphi,$$

$$i\varepsilon_0\varepsilon(r)E_r = \frac{1}{r\sin(\theta)}\frac{\partial}{\partial \theta}\sin(\theta)H_\varphi - \frac{1}{r\sin(\theta)}\frac{\partial}{\partial \varphi}H_\theta.$$

В последних выражениях диэлектрическая проницаемость ε® зависит от координаты r, что характеризует неоднородность по высоте. Решение уравнений Максвелла представимо в виде наложения электрических и магнитных волн [1, 2].

Для электрических волн:

$$H_r = 0, E_r = -\frac{1}{r^2}\left[\frac{1}{\sin(\theta)}\frac{\partial}{\partial \theta}\sin(\theta)\frac{\partial U}{\partial \theta} + \frac{1}{\sin^2(\theta)}\frac{\partial^2 U}{\partial \varphi^2}\right],$$

$$H_\theta = \frac{i\omega\varepsilon_0\varepsilon(r)}{r\sin(\theta)}\frac{\partial U}{\partial \varphi}, E_\theta = \frac{1}{r}\frac{\partial^2 U}{\partial \theta \partial r}, \quad (3)$$

$$H_\varphi = \frac{i\omega\varepsilon_0\varepsilon(r)}{r}\frac{\partial U}{\partial \theta}, E_\varphi = \frac{1}{r\sin(\theta)}\frac{\partial^2 U}{\partial \varphi \partial r},$$

где U- электрический потенциал.

Для магнитных волн:

$$E_r = 0, H_r = -\frac{1}{r^2}\left[\frac{1}{\sin(\theta)}\frac{\partial}{\partial \theta}\sin(\theta)\frac{\partial V}{\partial \theta} + \frac{1}{\sin^2(\theta)}\frac{\partial^2 V}{\partial \varphi^2}\right],$$

$$E_\theta = \frac{i\omega\varepsilon_0\varepsilon(r)}{r\sin(\theta)}\frac{\partial V}{\partial \varphi}, H_\theta = \frac{1}{r}\frac{\partial^2 V}{\partial \theta \partial r}, \quad (4)$$

$$E_\varphi = \frac{i\omega\varepsilon_0\varepsilon(r)}{r}\frac{\partial V}{\partial \theta}, H_\varphi = \frac{1}{r\sin(\theta)}\frac{\partial^2 V}{\partial \varphi \partial r},$$

где V- магнитный потенциал.

Плотность тока имеет только продольную составляющую j_r, поэтому используем только электрический потенциал U (возбуждаются только электрические волны). Формулу (3) преобразуем, используя подстановку $u = -i\omega\varepsilon_0\varepsilon(r)U$:

$$r^2\varepsilon(r)\frac{\partial u}{\partial r}\frac{1}{\varepsilon(r)}\frac{\partial u}{\partial r} + \frac{1}{\sin(\theta)}\frac{\partial}{\partial \theta}\sin(\theta)\frac{\partial u}{\partial \theta} + \frac{1}{\sin^2(\theta)\partial\varphi^2} + r^2k_0^2\varepsilon(r)u = r^2 j_r. \quad (5)$$

Представим электрический потенциал в виде $u = R(r)\Phi(\varphi)\Theta(\theta)$. Будем искать первоначально решение однородного уравнения, представив константу разделения в виде v(v+1). Для радиального компонента электрического поля получим однородное уравнение вида

$$\frac{\partial^2 R}{\partial r^2} - \frac{1}{\varepsilon(r)}\frac{\partial \varepsilon(r)}{\partial r}\frac{\partial R}{\partial r} + \left(k_0^2\varepsilon(r) - \frac{v(v+1)}{r^2}\right)R = 0. \quad (6)$$

Граничное условие на поверхности Земли выглядит как

$$R(\acute{a}) = \frac{ik_0}{\sqrt{\varepsilon_g}} R(a). \quad (7)$$

где a — радиус Земли, м; $\varepsilon_g = \varepsilon_g^* - i\sigma_g/(\omega\varepsilon_0)$ - (ε_g^* относительная диэлектрическая проницаемость грунта; σ_g - удельная электропроводность грунта).

Будем рассматривать волновод, нижней стенкой которого является Земля (нижний отражающий слой), а верхним ионизированный отражающий слой, расстояние до которого равно $d = a + h$, где h - высота отражающего слоя относительно поверхности Земли. В случае рассмотрения модели с резким переходом от воздуха к отражающему слою (граница d), граничное условие можно записать как

$$\acute{R}(d) = -\frac{ik_0}{\sqrt{\varepsilon_g}} \sqrt{1 - \frac{v^2}{\varepsilon_i 2(k_0)^2}} R(d). \quad (8)$$

где $\varepsilon_i = 1 - \frac{iNe^2}{\omega m_e \nu_{ef} \varepsilon_0}$; N - концентрация ионов, $м^{-3}$; ν_{ef} - эффективное число соударений, c^{-1}; e и m_e – заряд и масса иона отражающего слоя

Эффективное число соударений ионов можно определить из выражения [2]:

$$v_{ef} = \frac{e \cdot N_{\acute{E}}}{2\pi \cdot (\varepsilon_B)^{1/2}}, \quad (9)$$

где v_{ef}- эффективное число соударений ионов, Гц; $N_И$ — концентрация ионов в среде, м$^{-3}$; $e = 1{,}6 \cdot 10^{-19}$ Кл — заряд иона; $m = 9{,}106 \cdot 10^{-31}$ кг — масса гидратированного иона, кг; $e = \varepsilon_B = \varepsilon_r \varepsilon_0$ — диэлектрическая проницаемость среды, Ф/м; $\varepsilon_0 = (36\pi \cdot 10^9)^{-1}$ — диэлектрическая постоянная вакуума, Ф/м; ε_r — относительная диэлектрическая проницаемость среды.

Плотность полного тока в среде определяется по следующей формуле [3]:

$$\mathrm{J} = \left[-i\omega\varepsilon_B + i\frac{e^2 N_И \omega}{m(\omega^2+v^2)} + \frac{e^2 N_И v}{m(\omega^2+v^2)}\right] \cdot E, \quad (10)$$

где J – плотность электронного тока, А/м^2; E – напряжённость электрического поля, В/м; ω - круговая частота радиосигнала, с$^{-1}$.

Отсюда удельная электропроводность среды $\sigma_{\acute{E}}$ определяется как

$$\sigma_И = \frac{e^2}{m} \cdot \frac{e^2 N_И v}{\omega^2+v^2} = \frac{\left(\frac{e^2 N_И}{4\pi^2 m}\right)^{\frac{3}{2}}}{\sqrt{\varepsilon_B}\left(\omega^2 + \frac{e^2 N_И}{4\pi^2 \varepsilon_B m}\right)}. \quad (11)$$

Действительная масса одного иона составляет m= $0{,}5 \cdot 10^{-22}$ г., а концентрация ионов в морской воде составит $N_и = 7 \cdot 10^{26}$ м$^{-3}$. Отношение $N/m \approx 1{,}4 \cdot 10^{51}$, а $\frac{e^2 N_{II}}{4\pi^2 m} \approx 0{,}9 \cdot 10^{12}$.

Для функции Ф(φ) получено следующее выражение

$$\Phi(\varphi) = \exp(-im\varphi), \quad (12)$$

где m=0, ±1, ±2,…, причём,

$$\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} e^{-i(m-\acute{m})\varphi} d\varphi = \begin{cases} 0 \to m \neq \acute{m} \\ 1 \to m = \acute{m} \end{cases}. \quad (13)$$

В результате уравнение (5) примет следующий вид:

$$\sum_{v,m}\left(\frac{1}{\sin(\theta)}\frac{\partial}{\partial\theta}\sin\frac{\partial\Theta(\theta)}{\partial\theta} + \left[v(v+1) - \frac{m^2}{sin^2(\theta)}\right]\Theta(\theta)\right)\exp(-im\varphi)\, R_v(r) = r^2 j_r, \quad (14)$$

Умножим правую и левую части формулы (14) на $\frac{1}{2\pi}e^{im'\varphi}\frac{R_\mu(r)}{r^2}drd\varphi$ и проинтегрируем полученное выражение по радиусу r от a до d и по углу от 0 до 2π с учётом, что нормы собственных функций оператора уравнения (7) представимы как

$$\int_0^\infty \frac{R_v(r)R_\mu(r)}{r^2}dr = \begin{cases} 0 \to v \neq \mu \\ N_v \to v = \mu' \end{cases} \quad (15)$$

получим

$$\frac{1}{\sin(\theta)}\frac{\partial}{\partial\theta}\sin(\theta)\frac{\partial\Theta(\theta)}{\partial\theta} + \left(v(v+1) - \frac{m^2}{sin^2(\theta)}\right)\Theta(\theta) = F(\theta), \quad (16)$$

где

$$F(\theta) = \frac{1}{2\pi N_v}\int_a^d\int_0^{2\pi} j_r(\acute{r},\theta,\acute{\phi})\exp(im\acute{\phi})R(\acute{r})d\acute{r}d\acute{\phi}. \quad (10)$$

Решение однородного уравнения (16) имеет вид комбинации присоединённых функций Лежандра [3]:

$$\Theta(\theta) = C_1P_v^m[-\cos(\theta)] + C_2P_v^m[\cos(\theta)]. \quad (18)$$

Зная два линейно независимых решения однородного уравнения (16) можно построить функцию Грина [3]

$$G(\theta,\acute{\theta}) = \frac{P_v^m[-\cos(\theta)]P_{v0}^m[\cos(\theta)] - P_v^m[-\cos\acute{\theta}]P_v^m[\cos\acute{\theta}]}{P_v^m[-\cos(\acute{\theta})]\frac{\partial P_v^m[\cos(\acute{\theta})]}{\partial\acute{\theta}} - P_v^m[\cos\acute{\theta}]\frac{\partial P_v^m[-\cos\acute{\theta}]}{\partial\acute{\theta}}}\eta(\theta-\acute{\theta}), \quad (19)$$

где η(θ-θ') — ступенчатая функция.

Общее решение неоднородного уравнения (16) имеет вид:

$$Z_{vm} = \left\{P_v^m\left[-\cos\left(\acute{\theta}\right)\right]\frac{\partial P_v^m[\cos(\acute{\theta})]}{\partial\acute{\theta}} - P_v^m\left[\cos\left(\acute{\theta}\right)\right]\frac{\partial P_v^m[-\cos(\acute{\theta})]}{\partial\acute{\theta}}\sin\acute{\theta}\right\} =$$

$$= -\frac{2}{\pi}\sin[(v+m)\pi]\frac{\Gamma(1+v+m)}{\Gamma(1+v-m)}, \quad (20)$$

$$\Theta(\theta) = C_1P_v^m[-\cos(\theta)] + C_2P_v^m[\cos(\theta)] + \int_0^\pi F\left(\acute{\theta}\right)G\left(\theta,\acute{\theta}\right)d\acute{\theta}.$$

Где Γ(*n*)=(*n*-1)! – гамма-функция [3].

Это выражение не зависит от угла и выражается через гамма-функции. Уравнение (20) можно переписать в виде:

$$\Theta(\theta) = C_1P_v^m[-\cos(\theta)] + \Theta(\theta)C_1P_v^m[-\cos(\theta)] — Z\square vm\square -$$

$$1\square P_v^m[-\cos(\theta)]\int_0^\theta F\left(\acute{\theta}\right)P_v^m\left[\cos\left(\acute{\theta}\right)\right]\sin\left(\acute{\theta}\right)d\acute{\theta} + Z_{vm}^{-1}P_v^m[\cos(\theta)]\cdot$$

$$\cdot\int_0^\theta F\left(\acute{\theta}\right)P_v^m\left[-\cos\left(\acute{\theta}\right)\right]\sin(\acute{\theta})\,d\acute{\theta}. \quad (21)$$

Условие ограниченности решения при θ=0 приводит к условию C_1=0. При θ=π решение имеет вид:

$$\Theta(\theta) = P_v^m[\cos(\pi)][C_2P_v^m[\cos\theta] +$$

$$Z_{vm}^{-1}P_v^m\int_0^\pi F\left(\acute{\theta}\right)P_v^m\left[\cos\left(\acute{\theta}\right)\right]\sin(\acute{\theta})\,d\acute{\theta} — Z_{vm}^{-1}P_v^m\int_0^\pi F\left(\acute{\theta}\right)P_v^m\left[-\cos\left(\acute{\theta}\right)\right]\sin(\acute{\theta})\,d\acute{\theta}. \quad (22)$$

Решение ограничено, если

$$C_2 + Z_{vm}^{-1}P_v^m\int_0^\pi F\left(\acute{\theta}\right)P_v^m\left[\cos\left(\acute{\theta}\right)\right]\sin(\acute{\theta})\,d\theta \doteq 0. \quad (23)$$

Результирующее решение представляется как

$$\Theta(\theta) = -Z_{vm}^{-1}\{P_v^m[-\cos(\theta)]\int_0^\theta F\left(\acute{\theta}\right)P_v^m\left[\cos\left(\acute{\theta}\right)\right]\sin(\acute{\theta})\,d\acute{\theta} +$$

$$+P_v^m[\cos(\theta)]\int_0^\theta F\left(\acute{\theta}\right)P_v^m\left[-\cos\left(\acute{\theta}\right)\right]\sin(\acute{\theta})\,d\acute{\theta}. \quad (24)$$

В случае единичного вертикального диполя плотность тока в антенне определяется следующим образом:

$$j_r = Il\frac{\delta(r-b)\delta(\theta-0)\delta(\varphi-0)}{r^2\sin(\theta)}, \quad (25)$$

где b – высота расположения диполя; l – длина диполя; I – ток диполя.

Тогда получим

$$\mathrm{F}(\theta) = \frac{IlR_v(b)}{2\pi N_v b^2\sin(\theta)}. \quad (26)$$

При θ=0 присоединённые функции Лежандра отличны от нуля и равны единице только при m=0. При этом

$$Z_{vm} = -\frac{2\sin(v\pi)}{\pi},$$

$$\Theta(\theta) = \frac{2}{\pi}\frac{\mathrm{Il}R_v(b)P_v^0[-\cos(\theta)]}{2\pi N_v b^2\sin(v\pi)} = \frac{\mathrm{Il}R_v(b)P_v^0[-\cos(\theta)]}{4N_v b^2\sin(v\pi)}. \quad (27)$$

Для электрического потенциала получим

$$u = \sum_v \frac{\mathrm{Il}R_v(b)R_v(r)P_v^0[-\cos(\theta)]}{4N_v b^2\sin(v\pi)}. \quad (28)$$

Используя формулы (3), (5) и (6), нетрудно показать, что вне источников тока

$$E_r(r,\theta) = \frac{\mathrm{iII}}{4b^2r^2\omega\varepsilon_0\varepsilon(r)}\sum_v \frac{v(v+1)R_v(b)R_v(r)P_v^0[-\cos(\theta)]}{N_v\sin(v\pi)}. \quad (29)$$

В таблице 1 использовались характеристики модели дневной ионосферы

Таблица 1. Характеристики модели ионосферы

Высота, км	Концентрация электронов, м$^{-3}$	Эффективное число столкновений, с$^{-1}$
60	$8\cdot10^7$	$8{,}6\cdot10^7$
70	$2\cdot10^8$	$2{,}3\cdot10^7$
80	10^9	$5\cdot10^6$

Для горизонтального диполя плотность тока представима как

$$j_r = Il\frac{\delta(r-b)\delta(\theta-0)\delta(\varphi-0)}{r^2\sin(\theta)}, \quad (30)$$

Для электрического потенциала [$U_{vm}(\theta)=u_{vm}(\theta)/(i\omega\varepsilon_0)$] получим

$$U_{vm}(\theta) = \frac{e^{-im(\varphi-\varphi_0)}R_v(r)R_v(r_0)}{2\pi i\omega\varepsilon_0 N_v Z_{vm} r_0^2}\times\begin{cases}P_v^m[-\cos(\theta)\,P_v^m[\cos(\theta_0)] \to \theta \geq \theta_0\\ P_v^m[\cos(\theta)\,P_v^m[-\cos(\theta_0)] \to \theta \geq \theta_0\end{cases}. \quad (31)$$

Используя формулу (3) для E_θ, получим выражение для горизонтального поля радиального диполя

$$E_0 = \sum_v \frac{\partial R_v(r)}{\partial r}\frac{e^{-im(\varphi-\varphi_0)}R_v(r_0)}{2\pi ir\omega\varepsilon_0 N_v Z_{vm} r_0^2}\times\begin{cases}P_v^m[-\cos(\theta)\,P_v^m[\cos(\theta_0)] \to \theta \geq \theta_0\\ P_v^m[\cos(\theta)\,P_v^m[-\cos(\theta_0)] \to \theta \geq \theta_0\end{cases}. \quad (32)$$

Из теоремы эквивалентности [1] найдём поле, создаваемое вспомогательным источником тока по следующей формуле:

$$E_\mathrm{r} = \int_V j_\theta E_\theta dV. \quad (33)$$

Учитывая, что $dV=r^2\sin(\theta)drd\theta d\varphi$, $j_\theta=j_r$, выражение (33) принимает следующий вид:

$$E_0(r_0,\theta_0,\varphi_0) = \sum_{vm}\frac{\partial R_v(r)}{\partial r}\Big|_{r=b}\frac{e^{-im(\varphi-\varphi_0)}R_v(r_0)}{2\pi ir\omega\varepsilon_0 N_v Z_{vm} r_0^2}\Big|_{\theta=0} P_v^m[-\cos(\theta_0)]. \quad (34)$$

Известно [3], что

$$\frac{\partial P_v^m[\cos(\theta)]}{\partial\theta} = \frac{P_v^{m+1}[\cos(\theta)]-(v-m+1)(v+m)P_v^{m-1}[\cos(\theta)]}{2}. \quad (35)$$

При суммировании функций Лежандра [3] по верхнему индексу нужно учитывать два слагаемых: при m=1 и m=-1. Окончательно получаем

$$E_r(r,\theta,\varphi) = \frac{iIl}{4br^2\omega\varepsilon_0}\sum_v \frac{\cos(\varphi)R_v(r)P_v^1[-\cos(\theta)]}{N_v\sin(v\pi)}\frac{\partial R_v(r)}{\partial r}\Big|_{r=b}. \quad (36)$$

Можно воспользоваться асимптотическим представлением функций Лежандра [3]:

$$P_v^m[\cos(\theta)] \approx (-1)^m \sqrt{\frac{2}{v\pi \sin(\theta)}} \sin\left[(v+0{,}5)\theta + \frac{\pi(2m+1)}{4}\right] \text{ для } 0 \le \theta \le \pi, \ldots v \gg m. \quad (37)$$

Рассчитанные дополнительные концентрации электронов вдоль трассы распространения радиосигнала в случае ограниченных и массированных возмущений ионосферы сведены в таблицы 2 и 3.

Таблица 2. Дополнительная концентрация электронов вдоль трассы распространения при ограниченном возмущении ионосферы

Высота, км	Расстояние от начала трассы, км							
	100	200	300	400	500	600	700	800
20	$9{,}9\cdot10^{8}$	$3{,}6\cdot10^{5}$	$1{,}6\cdot10^{3}$	$3{,}7\cdot10^{2}$	$1{,}2\cdot10^{2}$	13	1,5	1
30	$3{,}4\cdot10^{10}$	$1{,}1\cdot10^{8}$	$1{,}3\cdot10^{7}$	$1{,}5\cdot10^{6}$	$1{,}5\cdot10^{5}$	$8{,}3\cdot10^{3}$	$5{,}3\cdot10^{2}$	41
40	$3{,}0\cdot10^{11}$	$3{,}4\cdot10^{9}$	$7{,}6\cdot10^{8}$	$3{,}2\cdot10^{8}$	$1{,}2\cdot10^{8}$	$2{,}7\cdot10^{7}$	$2{,}6\cdot10^{6}$	$6{,}9\cdot10^{4}$
50	$3{,}0\cdot10^{12}$	$2{,}5\cdot10^{10}$	$8{,}2\cdot10^{9}$	$4{,}4\cdot10^{9}$	$2{,}4\cdot10^{9}$	$1{,}1\cdot10^{9}$	$3{,}6\cdot10^{8}$	$4{,}9\cdot10^{7}$
60	$2{,}3\cdot10^{15}$	$1{,}2\cdot10^{11}$	$4{,}7\cdot10^{10}$	$2{,}9\cdot10^{10}$	$1{,}7\cdot10^{10}$	$1{,}1\cdot10^{10}$	$5{,}1\cdot10^{9}$	$1{,}3\cdot10^{9}$
70	$6{,}2\cdot10^{12}$	$2{,}9\cdot10^{11}$	$1{,}0\cdot10^{11}$	$8{,}3\cdot10^{10}$	$5{,}7\cdot10^{10}$	$3{,}4\cdot10^{10}$	$2{,}5\cdot10^{10}$	$8{,}1\cdot10^{9}$
80	$1{,}6\cdot10^{12}$	$2{,}2\cdot10^{11}$	$1{,}1\cdot10^{11}$	$5{,}3\cdot10^{10}$	$4{,}8\cdot10^{10}$	$2{,}8\cdot10^{10}$	$1{,}9\cdot10^{10}$	$1{,}3\cdot10^{10}$
90	$8{,}1\cdot10^{11}$	$1{,}8\cdot10^{11}$	$6{,}7\cdot10^{10}$	$3{,}8\cdot10^{10}$	$3{,}5\cdot10^{10}$	$2{,}7\cdot10^{10}$	$1{,}7\cdot10^{10}$	$1{,}2\cdot10^{10}$
100	$7{,}1\cdot10^{11}$	$1{,}7\cdot10^{11}$	$5{,}4\cdot10^{10}$	$4{,}3\cdot10^{10}$	$3{,}0\cdot10^{10}$	$3{,}6\cdot10^{10}$	$2{,}9\cdot10^{10}$	$2{,}9\cdot10^{10}$

Таблица 3. Дополнительная концентрация электронов вдоль трассы распространения при массированном возмущении ионосферы

Высота, км	Расстояние от начала трассы, км							
	100	200	300	400	500	600	700	800
20	$9{,}9\cdot10^{8}$	$5{,}7\cdot10^{6}$	$1{,}0\cdot10^{5}$	$1{,}1\cdot10^{3}$	$2{,}1\cdot10^{2}$	93	7,9	3
30	$3{,}4\cdot10^{10}$	$5{,}6\cdot10^{8}$	$2{,}9\cdot10^{7}$	$5{,}3\cdot10^{6}$	$1{,}1\cdot10^{6}$	$6{,}4\cdot10^{4}$	$4{,}2\cdot10^{3}$	42
40	$3{,}1\cdot10^{11}$	$7{,}6\cdot10^{9}$	$2{,}2\cdot10^{9}$	$8{,}5\cdot10^{8}$	$3{,}3\cdot10^{8}$	$9{,}7\cdot10^{7}$	$1{,}8\cdot10^{7}$	$6{,}0\cdot10^{4}$
50	$3{,}1\cdot10^{12}$	$6{,}2\cdot10^{10}$	$2{,}1\cdot10^{10}$	$1{,}2\cdot10^{10}$	$6{,}4\cdot10^{9}$	$3{,}0\cdot10^{9}$	$1{,}1\cdot10^{9}$	$4{,}3\cdot10^{7}$
60	$2{,}3\cdot10^{15}$	$2{,}9\cdot10^{11}$	$1{,}3\cdot10^{11}$	$7{,}5\cdot10^{10}$	$4{,}9\cdot10^{10}$	$2{,}8\cdot10^{10}$	$1{,}5\cdot10^{10}$	$1{,}6\cdot10^{9}$
70	$6{,}7\cdot10^{12}$	$6{,}5\cdot10^{11}$	$3{,}4\cdot10^{11}$	$2{,}1\cdot10^{11}$	$1{,}6\cdot10^{11}$	$1{,}1\cdot10^{11}$	$5{,}6\cdot10^{10}$	$1{,}1\cdot10^{10}$
80	$1{,}9\cdot10^{12}$	$5{,}7\cdot10^{11}$	$2{,}4\cdot10^{11}$	$1{,}8\cdot10^{11}$	$1{,}2\cdot10^{11}$	$8{,}8\cdot10^{10}$	$6{,}0\cdot10^{10}$	$2{,}5\cdot10^{10}$
90	$1{,}1\cdot10^{12}$	$4{,}2\cdot10^{11}$	$1{,}7\cdot10^{11}$	$1{,}2\cdot10^{11}$	$1{,}0\cdot10^{11}$	$6{,}8\cdot10^{10}$	$5{,}0\cdot10^{10}$	$3{,}3\cdot10^{10}$
100	$9{,}5\cdot10^{11}$	$3{,}5\cdot10^{11}$	$1{,}7\cdot10^{11}$	$1{,}1\cdot10^{11}$	$1{,}0\cdot10^{11}$	$9{,}3\cdot10^{10}$	$9{,}1\cdot10^{10}$	$8{,}7\cdot10^{10}$

Результаты моделирования изменения напряжённости электромагнитного поля вдоль трассы распространения радиосигнала в случае ограниченных и массивных возмущений ионосферы приведены на рисунках 1 и 2. На рисунке 1 приведена зависимость напряжённости электромагнитного поля в зависимости от частоты радиосигнала и расстояния *r* в случае ограниченного возмущения ионосферы на высотах 25…70 км.

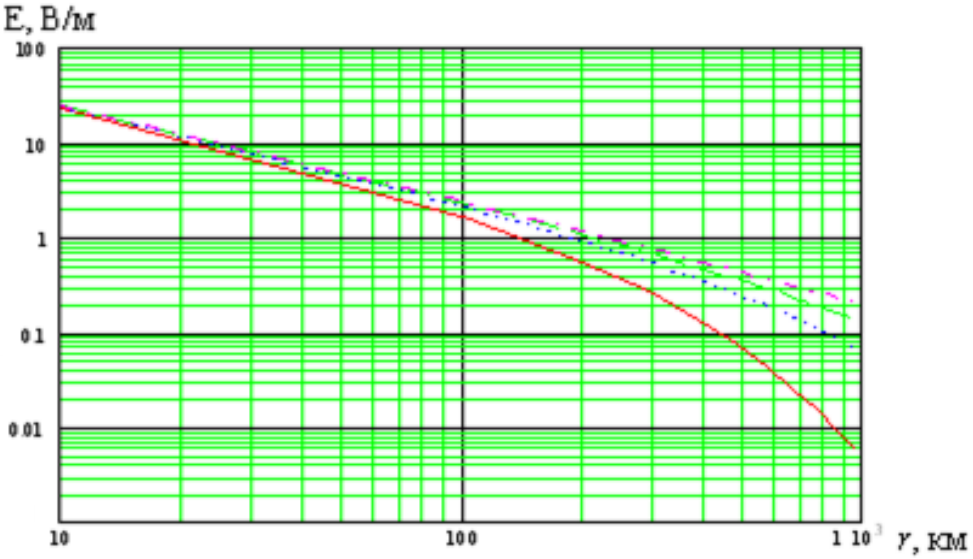


Рис. 1. Кривые зависимости напряжённости электромагнитного поля от частоты несущей излучённого радиосигнала мощностью 1 кВт в случае ограниченного возмущения на высоте 25 км (сплошная линия), 50 км (пунктирная линия) и 70 км (штриховая линия).

На рисунке 2 приведена зависимость напряжённости электромагнитного поля от частоты несущей излучённого радиосигнала мощностью 1 кВт на расстоянии r =500 км от источника сигнала в случае массированного возмущения ионосферы на высотах 25…70 км.

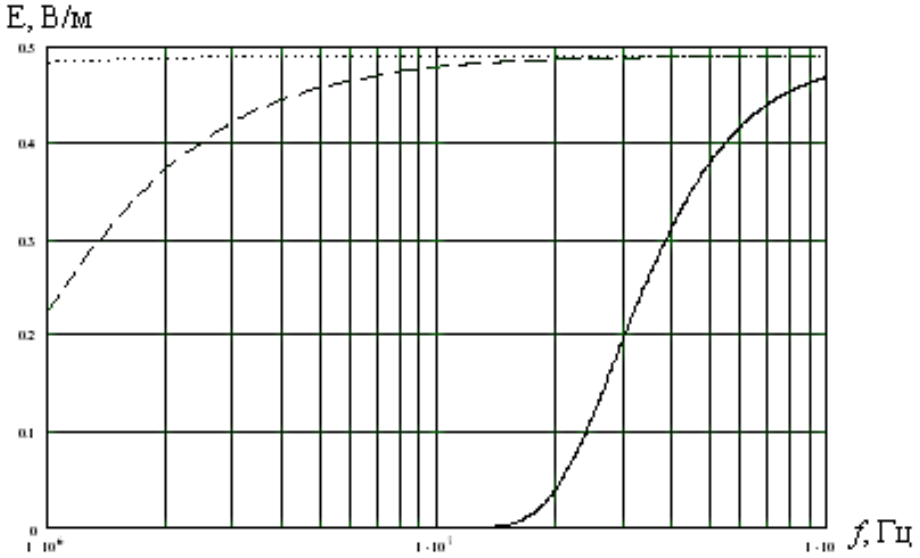


Рис. 2. Зависимости напряжённости электромагнитного поля от частоты несущей излучённого радиосигнала мощностью 1 кВт на расстоянии 500 км от источника сигнала в случае массированного возмущения ионосферы на высотах 25 км (сплошная линия), 50 км (пунктирная линия) и 70 км (штриховая линия).

3. Заключение

Кривые, приведённые на рисунке 2, показывают, что возмущение ионосферы на высоте 50 км от Земли, обеспечивает уверенный приём радиосигналов низкочастотного и

среднечастотных диапазонов на расстоянии 500 км. В то же время сигналы частотой до 1,5 МГц подавляются возмущениями ионосферы на высотах до 25 км.

Литература

1. Альперт Я.Л. Распространение радиоволн и ионосфера. М.:Изд-во АН СССР, 1960. 480 с.
2. Гохберг М.Б., Шалимов С.Л. Воздействие землетрясений и взрывов на ионосферу. М.: Наука, 2008. С.65.
3. Зигмунд А. Тригонометрические ряды. Том 1. М.: Мир, 1965. С. 117.
4. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров). М.: Наука, 1974. 832 с.
5. Фелсен Л., Маркувиц Н. Излучение и рассеяние волн. Том 1. М.: Мир, 1978. 548 с.
6. Yee K. S. Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems involving Maxwell's Equations in Isotropic Media. IEEE Trans. Antennas Propagat. May. 1966. Vol. 14. No. 5. P. 302–307

References

1. Alpert Y.L. Wave spreading and ionosphere. M.: AS USSR, 1960. 480 p.
2. Gohberg M.B., Shalimov S.L. Influence of earthquakes and explosions upon ionosphere. M.: Science, 2008. 65 p.
3. Zygmund A. Trigonometric series. Vol. 1. M.: World, 1974, 832 p.
4. Korn G., Korn T. Matematic handbook. M.: Science, Vol. 1. M.: World, 1974, 832 p.
5. Felsen L., Markuvits N. Wave radiation and disperse. Vol. 1. M.: World, 1978, 548 p.
6. Yee K. S. Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems involving Maxwell's Equations in Isotropic Media. IEEE Trans. Antennas Propagat. May. 1966. Vol. 14. No. 5. P. 302–307

ДИЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ЛИНЗА ДЛЯ КОНФОРМНОЙ ПЕЛЕНГАТОРНОЙ АНТЕННЫ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

Д. Г. Король[1]

[1]Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет) (МАИ), Москва, Россия

Аннотация. В работе определены параметры диэлектрической линзы для конформной пеленгаторной антенны беспилотного летательного аппарата выполненной из полилактида. Выбранная линза с теневой преломляющей поверхностью позволяет реализовать более широкую диаграмму направленности, чем при использовании других линз, и обеспечить работу антенны от 1,155 ГГц до 6 ГГц, а также уменьшить ширину излучателя на 35 процентов за счет его изгиба.

Ключевые слова: спиральная антенна Архимеда; диэлектрическая линза; широкополосная антенна; конформная антенна.

DIELECTRIC LENS FOR CONFORMAL DIRECTION FINDING ANTENNA OF AN UNMANNED AERIAL VEHICLE

D. G. Korol[1]

[1]Moscow Aviation Institute (National Research University) (MAI), Moscow, Russia

Abstract. The paper determined the parameters of a dielectric lens for a conformal direction-finding antenna for an unmanned aerial vehicle (UAV) made of polylactide. The selected lens, with its shadow refractive surface, enables a wider beam pattern than other lenses, enabling antenna operation from 1.155 GHz to 6 GHz, and reducing the antenna width by 35 percent due to its curvature.

Keywords Archimedes' spiral antenna; dielectric lens; broadband antenna; conformal antenna.

1. Введение

В беспилотных летательных аппаратах (БПЛА), которые занимают все большее место в человеческой деятельности, незаменимы радиоэлектронные системы. Для решения задачи автономной посадки беспилотника применяются пеленгаторные антенные системы. Для пеленгаторной антенны нужно обеспечить достаточную ширину диаграммы направленности (ДН) при высоком коэффициенте усиления (КУ). При сильной фокусировке излучения будет снижен диапазон работы пеленгаторной системы по углам. Также для реализации алгоритмов пеленгации с несколькими базами требуется уменьшить габаритные размеры излучателя с возможностью расширения диапазона низких частот.

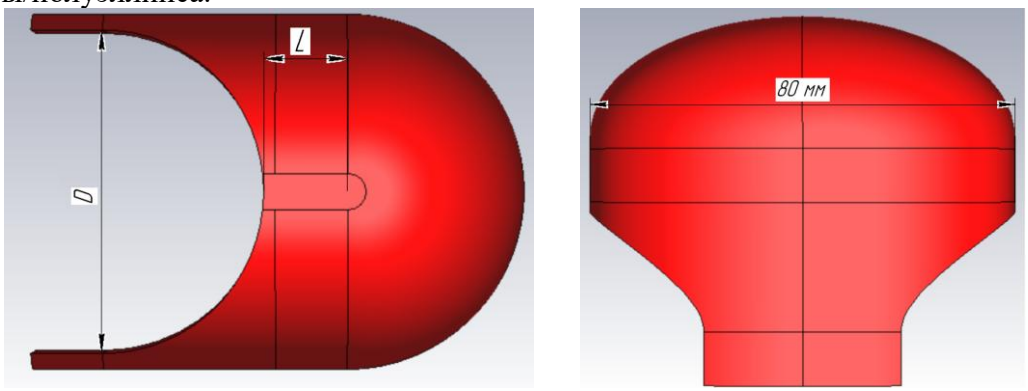
Если применить диэлектрические линзы, то появляется возможность улучшить характеристики направленности антенн [1], так как большая часть излучаемой мощности распространяется в сторону диэлектрика, что делает диаграмму направленности однонаправленной на линзах с высокой диэлектрической проницаемостью.

Целью работы является определение параметров конформной диэлектрической линзы для пеленгаторной антенны БПЛА, обеспечивающей улучшение КУ,

оптимальную ширину ДН, а также расширение частотного диапазона антенны в область низких частот.

2. Диэлектрическая линза для конформной спиральной антенны Архимеда

Решая задачу по уменьшению габаритных размеров антенны возможно использовать конформное размещение излучателя на искривлённой поверхности. Используем спиральную двухзаходную антенну Архимеда из [2] в качестве конформного излучателя разместив ее на плату FR-4 0,2 мм. Конформной антенне нужна поверхность для размещения. С этой целью предложена линза с теневой преломляющей поверхностью (рисунок 1). Она представляется полусферической поверхностью в плоскости φ=0° и полуэллиптической поверхностью в плоскости φ=90°. Материал линзы - полилактид. Антенна плотно размещается по внутреннему радиусу изгиба линзы D. Параметр L определяет расстояние до начала плоскости полусферы/полуэллипса.



а) б)

Рис.1. Диэлектрическая линза с теневой преломляющей поверхностью вид на плоскость с: а) полусферической поверхностью; б) полуэллиптической поверхностью.

Произвели моделирование линз для различного диаметра изгиба антенны D = 45;40;35 мм и параметра L = 10;15;20 мм.

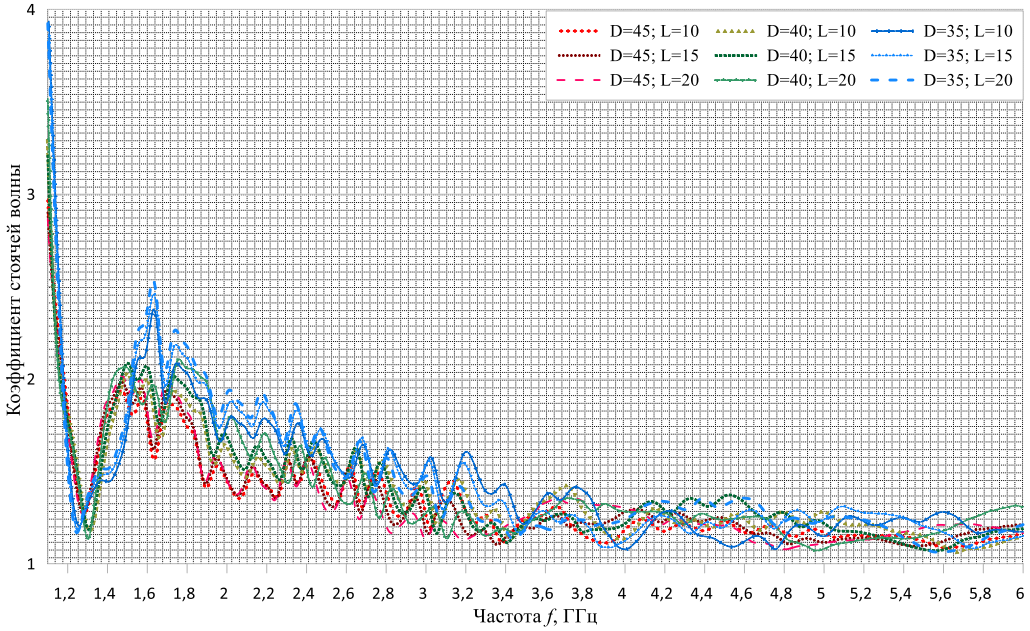


Рис.2. Зависимость КСВ в частотном диапазоне 1,1-6 ГГц.

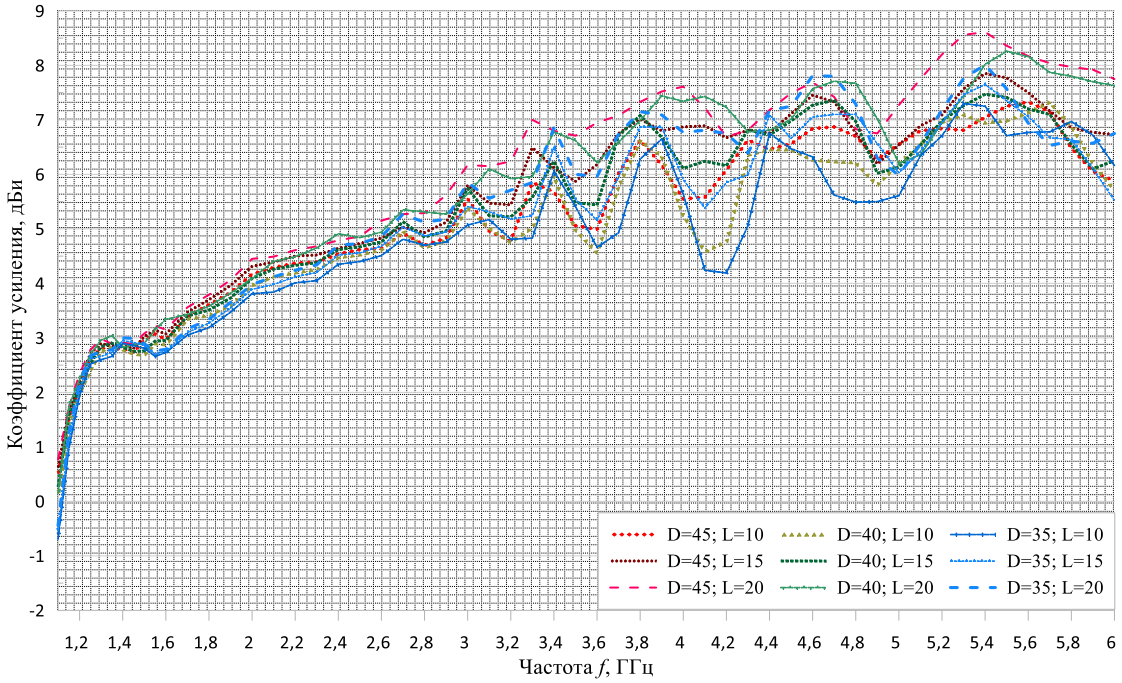


Рис.3. Зависимость КУ в частотном диапазоне 1,1-6 ГГц.

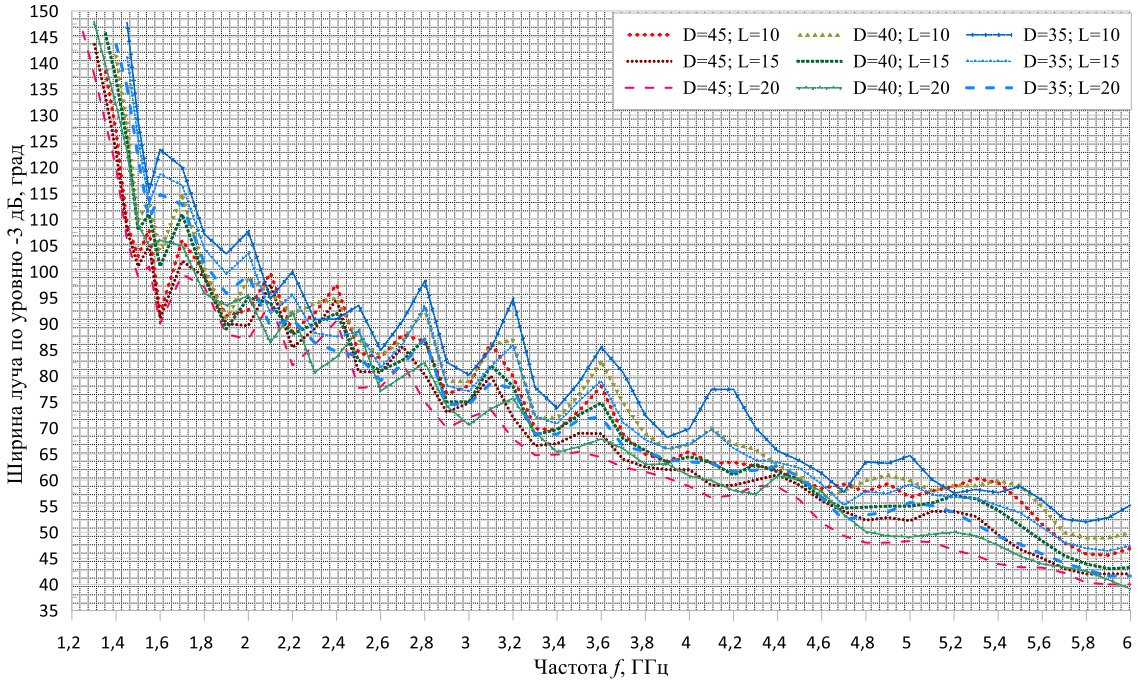


Рис.4. Зависимость ширины луча ДН в частотном диапазоне 1-6 ГГц.

На рисунке 2 представлены результаты моделирования коэффициента стоячей волны (КСВ): по результатам видно, что КСВ для модели с диаметром изгиба D=35 мм для всех вариантов параметра L на частоте 1,63 ГГц превышает 2,5. Это демонстрирует, что избыточная емкостная связь не позволяет работать в требуемом диапазоне частот. Антенна с линзой с диаметром изгиба D=40 мм и L=20 мм обладает наибольшим расширением частотного диапазона по сравнению с другими антеннами. Диапазон частот расширяется до 1,155 ГГц.

Из рисунка 3, по результатам моделирования коэффициента усиления (КУ), можно выделить следующее: Значение параметра L=20 мм позволяет сделать КУ более равномерным в полосе частот, при этом среднее значение увеличения КУ в полосе

частот от 1,1 ГГц до 6 ГГц для линзы D=45 мм при увеличении L от 10 мм до 15 мм составляет 0,35 дБ и 0,75 при увеличении L от 10 мм до 20 мм. Для линзы D=40 мм в этой же полосе частот среднее увеличение КУ составляет 0,29 дБ и 0,67 дБ для случая увеличения L от 10 мм до 15 мм и увеличения L от 10 до 20 мм соответственно. Сравнение двух линз L=20 мм с диаметром изгиба D=40 мм и D = 45 мм демонстрируют среднее увеличение КУ на 0,2 дБ для линзы с D = 45 мм.

Также рассмотрим ширины ДН в плоскости φ=0^o. По рисунку 4 видно, что с увеличение L ширина ДН уменьшается. Сравнение двух линз L=20 мм с диаметром изгиба D=40 мм и D = 45 мм демонстрируют среднее уменьшение ширины ДН на 3 градуса в диапазоне частот 1,4 ГГц-6 ГГц

На основе полученных результатов численного моделирования антенны с диэлектрической линзой можно считать, что наиболее подходящими для пеленгаторной антенны беспилотника являются антенны с D=45 мм; L=20 мм и с D=40 мм; L=20 мм. Однако для будущего макетирования выбрана антенна с D=40 мм; L=20 мм, так как она обладает меньшими габаритными размерами, более широкой ДН и полосой частот при проигрыше в среднем КУ на 0,2 дБ.

3. Заключение

В работе поставлена задача определения параметров диэлектрической линзы для конформной пеленгаторной антенны БПЛА, обеспечивающей улучшение КУ, оптимальную ширину, а также расширение частотного диапазона антенны в область низких частот. Для достижения поставленной цели в качестве диэлектрической линзы была выбрана замедляющая линза с теневой преломляющей поверхностью, представленная полусферической поверхностью в плоскости φ=0^o и полуэллиптической поверхностью в плоскости φ=90^o. По результатам проведенного моделирования наиболее подходящей для пеленгаторной антенны беспилотника является диэлектрическая линза с параметрами D=40 мм; L=20 мм. Она позволяет расширить диапазон низких частот до 1,155 ГГц, обеспечивая меньшие габаритные размеры чем у антенны с параметром D=45 мм; L=20 мм при незначительном проигрыше в среднем КУ на 0,2 дБ в полосе 1,1-6 ГГц. За счет изгиба ширину излучателя удалось уменьшить на 35 процентов.

Литература

1. Fernandes C. A., Lima E. B., Costa J. R. Dielectric lens antennas // Handbook of Antenna Technologies. 2016. Vol. 2. Pp. 1001–1064. DOI : 10.1007/978-981-4560-44-3_40.
2. Король Д. Г. Плоская спиральная двухзаходная антенна для цифровой антенной решетки беспилотного летательного аппарата // Радиотехника. 2025. Т. 89. № 1. С. 123−131. DOI : 10.18127/j00338486- 202501-11.

References

1. Fernandes C. A., Lima E. B., Costa J. R. Dielectric lens antennas // Handbook of Antenna Technologies. 2016. Vol. 2.Pp. 1001–1064. DOI : 10.1007/978-981-4560-44-3_40.
2. Korol D. G. Planar spiral two-arm antenna for unmanned aerial vehicle // Radiotekhnika. 2025. Vol. 89. № 1. Pp. 123−131. DOI : https://doi.org/10.18127/j00338486-202501-11.

ТЕНЗОР ПОВЕРХНОСТНЫХ ИМПЕДАНСОВ КИРАЛЬНОЙ МНОГОСЛОЙНОЙ ИЗЛУЧАЮЩЕЙ СТРУКТУРЫ

В. Ю. Аронов[1,2], Д. С. Клюев[2], С. А. Коршунов[1], А. М. Нещерет[1,2], Ю. В. Соколова[2]

[1]Самарское инновационное предприятие радиосистем, Самара, РФ
[2]Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, Самара, РФ

Аннотация. В настоящей работе приведена методика определения тензора поверхностных импедансов излучающей структуры с многослойной композитной подложкой, который связывает Фурье-образ тангенциальной составляющей электрического поля и Фурье-образ распределения плотности тока на излучателе. В результате применения обратного преобразования Фурье, можно получить интегральное представление поля, которое после подстановки соответствующих граничных условий, переходит в интегральное уравнение относительно неизвестной функции распределения плотности тока. Определение распределения поверхностной плотности тока на излучателе позволяет вычислить импедансные, поляризационные и пространственные характеристики многослойной излучающей структуры.

Ключевые слова: тензор поверхностных импедансов; киральность; многослойная излучающая структура; многослойная композитная подложка; математическое моделирование.

TENSOR OF SURFACE IMPEDANCES OF A CHIRAL MULTILAYER RADIATING STRUCTURE

V. Yu. Aronov[1,2], D. S. Klyuev[2], S. A. Korshunov[1], A. M. Neshcheret[1,2], Yu. V. Sokolova[2]

[1]Samara innovative business radio systems, Samara, Russia
[2]Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia

Abstract. This article presents a method for determining the surface impedance tensor of a radiating structure with a multilayer composite substrate, which relates the Fourier transform of the tangential component of the electric field and the Fourier transform of the current density distribution on the radiator. As a result of applying the inverse Fourier transform, it is possible to obtain an integral representation of the field, which, after substituting the appropriate boundary conditions, turns into an integral equation with respect to an unknown current density distribution function. Determining the distribution of the surface current density on the radiator makes it possible to calculate the impedance, polarization, and spatial characteristics of a multilayer radiating structure.

Keywords: tensor of surface impedances; chirality; multilayer radiating structure; multilayer composite substrate; mathematical modeling.

1. Введение

На сегодняшний день накоплен значительный объем научных публикаций и монографий, а также зарегистрировано множество патентов, охватывающих сотни вариантов исполнения полосковых и конформных антенных систем – как одноэлементных, так и многоэлементых, с различными видами подложек, в т.ч. использования классических диэлектриков, композитов, керамики, сапфиров и т.д. Столь пристальное внимание к данному классу антенн объясняется прежде всего их очевидными преимуществами: выигрышными массогабаритными показателями, а также

возможностью внедрения передовых технологических решений при серийном выпуске как самих излучателей, так и сопряженных с ними узлов возбуждения, согласования и управления характеристиками излучения.

Тем не менее, несмотря на высокий потенциал, который микрополосковые и конформные антенные технологии демонстрировали около двух десятилетий назад, сегодня они практически исчерпали свои. В связи с этим в последние годы заметно возросла активность в поиске принципиально новых подходов к разработке техники сверхвысоких частот. Одним из наиболее перспективных направлений, позволяющих создавать антенные системы нового поколения, является внедрение в их структуру искусственных композитных метаматериалов, эффективность которых на текущий момент уже получила убедительное подтверждение [1-3].

Число исследований, посвященных математическому моделированию полосковых излучателей на основе многослойных метаматериалов, в открытой литературе остается сравнительно ограниченным. Настоящая работа представляет собой попытку восполнить этот недостаток.

2. Тензор поверхностных импедансов многослойной структуры

Рассматривается излучающая структура с многослойной композитной подложкой, выполненная из двух областей $z < d$ и $z > d$, где $d = d_{d1} + d_{ch1} + d_{d2} + d_{ch2}$ - суммарная толщина подложки. Подложка (область $z < d$) представляет собой набор $k+1$ диэлектрических и киральных слоев, располагающихся в произвольной последовательности, обладающие собственными макроскопическими параметрами и конечными толщинами. Макроскопические параметры каждого слоя (например, ε_1, ε_3, μ_1, μ_3) представляют собой относительные диэлектрические и магнитные проницаемости, а в некоторых слоях, в частности, в киральных, присутствует также параметр киральности χ. Данная подложка, в зависимости от граничных условий, может располагаться в свободном пространстве, а также на электрических $\left(\vec{E}_\tau(z=0)=0\right)$ и/или магнитных $\left(\vec{H}_\tau(z=0)=0\right)$ стенках.

На данной подложке расположен идеально проводящий и бесконечно тонкий излучатель прямоугольной формы, длина которого составляет $2l$, а ширина - $2a$. Следует отметить, что длина и ширина излучателя может быть выбрана произвольным образом. Над излучателем (область $z > d$) расположено диэлектрическое полупространство с макроскопическими параметрами ε_2, μ_2. На рис. 1 показана одна из вариаций такой многослойной излучающей структуры.

Для решения задач анализа и синтеза излучающих и переизлучающих таких многослойных структур на основе киральных метаматериалов возникает необходимость в определении выражений, описывающих электрофизические свойства на границах раздела областей $z < d$ и $z > d$.

Такими выражениями в электродинамике являются элементы матриц (тензоров) [4,5], связывающих Фурье-образ тангенциальной составляющей электрического поля $\vec{T}$ с Фурье-образом функции распределения поверхностной плотности тока $\vec{F}$:

$$\begin{bmatrix} T_y \\ T_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_y \\ F_x \end{bmatrix}, \tag{1а}$$

$$\begin{bmatrix} F_y \\ F_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_y \\ T_x \end{bmatrix}, \tag{1б}$$

$$\begin{bmatrix} T_y \\ F_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Q_{11} & Q_{12} \\ Q_{21} & Q_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_y \\ T_x \end{bmatrix}, \tag{1в}$$

$$\begin{bmatrix} F_y \\ T_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_y \\ F_x \end{bmatrix}, \tag{1г}$$

где Z_{ij} $(i, j = 1,2)$ – элементы матрицы поверхностных импедансов $[Z]$, которые являются функциями переменных β и h Фурье-пространства $Z_{ij} = Z_{ij}(\beta, h)$, а Y_{ij} $(i, j = 1,2)$ – элементы матрицы поверхностных адмитансов $[Y]$, которые также являются функциями переменных β и h Фурье-пространства $Y_{ij} = Y_{ij}(\beta, h)$.

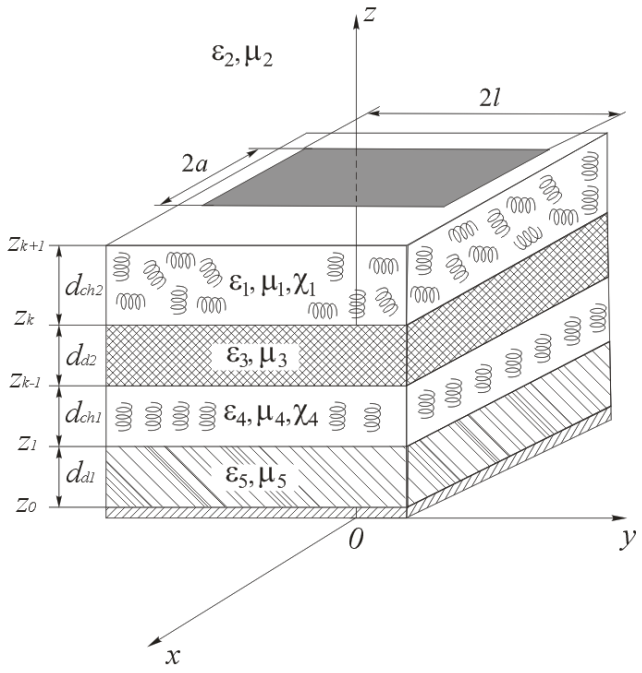


Рис. 1. Излучающая структура с многослойной композитной подложкой

В связи с тем, что используются именно Фурье-образы было произведено разложение векторов электрического $\vec{E}$ и магнитного $\vec{H}$ полей, а также вектора поверхностной плотности тока $\vec{\eta}$ в интегралы Фурье по координатам x и y [6]:

$$\vec{E}(x,y,z) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\left[\vec{x}_0 T_x(\beta,h,z) + \vec{y}_0 T_y(\beta,h,z) + \vec{z}_0 T_z(\beta,h,z)\right] e^{-i\beta x - ihy} d\beta dh$$

$$\vec{H}(x,y,z) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\left[\vec{x}_0 M_x(\beta,h,z) + \vec{y}_0 M_y(\beta,h,z) + \vec{z}_0 M_z(\beta,h,z)\right] e^{-i\beta x - ihy} d\beta dh \tag{2}$$

$$\vec{\eta}(x,y) = \left[\vec{n}_0, \vec{H}^{(2)}(x,y,z=d) - \vec{H}^{(1)}(x,y,z=d)\right] = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\left[\vec{x}_0 F_x(\beta,h,z) + \vec{y}_0 F_y(\beta,h,z)\right] e^{-i\beta x - ihy} d\beta dh$$

где

$$\vec{T}(\beta,h,z) = \frac{1}{4\pi^2}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\left[\vec{x}_0 E_x(x',y',z) + \vec{y}_0 E_y(x',y',z) + \vec{z}_0 E_z(x',y',z)\right] e^{i\beta x' + ihy'} dx'dy';$$

$$\vec{M}(z,\beta,h) = \frac{1}{4\pi^2}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\left[\vec{x}_0 H_x(x',y',z) + \vec{y}_0 H_y(x',y',z) + \vec{z}_0 H_z(x',y',z)\right] e^{i\beta x' + ihy'} dx'dy';$$

$$\vec{F}(\beta,h) = \frac{1}{4\pi^2}\int_{-a}^{a}\int_{-l}^{l}\left[\vec{x}_0 \eta_x(x',y') + \vec{y}_0 \eta_y(x',y')\right] e^{i\beta x' + ihy'} dx'dy';$$

$\vec{H}^{(1)}(x, y, z = d)$, $\vec{H}^{(2)}(x, y, z = d)$ — векторы напряженностей магнитного поля, определяемые в плоскости $z = d$ (z_{k+1}) областей $z < d$ и $z > d$, соответственно;

$\{E_x, E_y, E_z\}$, $\{H_x, H_y, H_z\}$, $\{\eta_x, \eta_y\}$ — проекции векторов напряженности электрического $\vec{E}$ и магнитного $\vec{H}$ полей, а также поверхностной плотности тока $\vec{\eta}$ на координатные оси.

$\{T_x, T_y, T_z\}$, $\{M_x, M_y, M_z\}$, $\{F_x, F_y\}$ — проекции Фурье-образов напряженности электрического $\vec{E}$ и магнитного $\vec{H}$ полей, а также поверхностной плотности тока $\vec{\eta}$ на координатные оси.

В (2) было учтено, что функция распределения поверхностной плотности тока отлична от нуля только на поверхности излучателя, который находится в плоскости $z = d$, где $x \in [-a, a]$, $y \in [-l, l]$.

Для удобства в дальнейшем будем использовать матричное выражение (1б). Раскладывая данную матрицу, получим следующую систему функциональных :

$$\begin{aligned} F_y &= Y_{11} T_y + Y_{12} T_x, \\ F_x &= Y_{21} T_y + Y_{22} T_x, \end{aligned} \tag{3}$$

Следует отметить, что матрица поверхностных импедансов $[Z]$ - это обратная матрица поверхностных адмитансов $[Y]$, в связи с чем, выражения для определения элементов матрицы поверхностных импедансов запишутся следующим образом:

$$\begin{aligned} Z_{11}(\beta, h) &= Y_{22}(\beta, h)/\Delta(\beta, h), \quad Z_{12}(\beta, h) = -Y_{12}(\beta, h)/\Delta(\beta, h), \\ Z_{21}(\beta, h) &= -Y_{21}(\beta, h)/\Delta(\beta, h), \qquad Z_{22}(\beta, h) = Y_{11}(\beta, h)/\Delta(\beta, h), \end{aligned} \tag{4}$$

где $\Delta(\beta, h) = Y_{11}(\beta, h) Y_{22}(\beta, h) - Y_{12}(\beta, h) Y_{21}(\beta, h)$

Для определения элементов матрицы поверхностных адмитансов $[Y]$ сначала требуется найти, в общем случае, тензоры входных адмитансов $[Y^{(1)}]$ области $z < d$ и тензор входных адмитансов $[Y^{(2)}]$ области $z > d$. Выражение для нахождения матрицы поверхностных адмитансов $[Y]$ определяется через элементы тензоров входных адмитансов и записывается следующим образом [7]:

$$Y_{ij} = Y_{ij}^{(+)} - Y_{ij}^{(-)}, \tag{5}$$

где $Y_{ij}^{(-)}$ и $Y_{ij}^{(+)}$ $(i, j = 1,2)$ — элементы тензоров входных адмитансов $[Y^{(-)}]$ и $[Y^{(+)}]$ областей $z < d$ и $z > d$ соответственно.

Необходимо учитывать, что в случае изотропной (биизотропной) среды $Y_{12} = Y_{21}$, т.е. матрицы (1) будут симметричными.

В общем случае, выражение для определения элементов тензоров входных адмитансов будет иметь следующий вид [4,7,8]:

$$\begin{bmatrix} M_x^{(\pm)} \\ M_y^{(\pm)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11}^{(\pm)} & Y_{12}^{(\pm)} \\ Y_{21}^{(\pm)} & Y_{22}^{(\pm)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_y^{(\pm)} \\ T_x^{(\pm)} \end{bmatrix}, \tag{6}$$

где $T_x^{(-)}$, $T_y^{(-)}$, $M_x^{(-)}$, $M_y^{(-)}$ - проекции Фурье-образов тангенциальных составляющих напряженностей электрического и магнитного полей, соответственно, в плоскости $z = d$ области $z < d$ (многослойная подложка);

$T_x^{(+)}$, $T_y^{(+)}$, $M_x^{(+)}$, $M_y^{(+)}$ - проекции Фурье-образов тангенциальных составляющих напряженностей электрического и магнитного полей, соответственно, в плоскости $z = d$ области $z > d$ (диэлектрическое полупространство).

Связь между элементами матриц $[Q]$ и элементами матриц поверхностных импедансов $[Z]$ выражается через следующие соотношения:

$$\begin{aligned} Q_{11}(\beta,h) &= Z_{11}(\beta,h) - Z_{12}(\beta,h)Z_{21}(\beta,h)Z_{22}^{-1}(\beta,h), \\ Q_{12}(\beta,h) &= Z_{12}(\beta,h)Z_{22}^{-1}(\beta,h), \\ Q_{21}(\beta,h) &= -Z_{21}(\beta,h)Z_{22}^{-1}(\beta,h), \\ Q_{22}(\beta,h) &= Z_{22}^{-1}(\beta,h). \end{aligned} \tag{7}$$

В свою очередь, выражения связи между элементами матриц $[Q]$ и $[P]$ имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} P_{11}(\beta,h) &= Q_{22}(\beta,h)/\Delta Q(\beta,h), \\ P_{12}(\beta,h) &= -Q_{12}(\beta,h)/\Delta Q(\beta,h), \\ P_{21}(\beta,h) &= -Q_{21}(\beta,h)/\Delta Q(\beta,h), \\ P_{22}(\beta,h) &= Q_{11}(\beta,h)/\Delta Q(\beta,h), \end{aligned} \tag{8}$$

где $\Delta Q(\beta,h) = Q_{11}(\beta,h)Q_{22}(\beta,h) - Q_{12}(\beta,h)Q_{21}(\beta,h)$.

В общем случае (гиротропные, киральные и другие, в т.ч. гетерогенные) сложные среды, характеризуются набором тензорных материальных параметров, в частности, тензорами диэлектрической $\hat{\varepsilon}$ и магнитной проницаемостей $\hat{\mu}$, а также тензорами дополнительной электромагнитной связи $\hat{\alpha}$ и $\hat{\alpha}'$. Материальные уравнения в таком случае будет иметь следующий вид [4,5,9]:

$$\begin{aligned} \vec{D} &= \varepsilon_0 \hat{\varepsilon}\vec{E} + \hat{\alpha}\vec{H}, \\ \vec{B} &= \mu_0 \hat{\mu}\vec{H} + \hat{\alpha}'\vec{E} \end{aligned} \tag{9}$$

В качестве примера, на рис. 2 приведена излучающая структура с бианизотропной киральной подложкой.

Для описания такой структуры необходимо использовать специальные материальные уравнения [9,10], в которых помимо тензоров диэлектрической $\hat{\varepsilon}$ и магнитной проницаемостей $\hat{\mu}$, также присутствует тензор параметра киральности $\hat{\chi}$. Материальные уравнения для такой бианизотропной киральной среды имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} \vec{B} &= \mu_0 \hat{\mu}\vec{H} \mp k\hat{\chi}\vec{E} \\ \vec{D} &= \varepsilon_0 \hat{\varepsilon}\vec{E} \pm k\hat{\chi}\vec{H} \end{aligned} \tag{10}$$

где ω - циклическая частота; $k = \omega\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}$ – волновое число,

$\hat{\varepsilon} = \begin{bmatrix} \varepsilon_{xx} & \varepsilon_{xy} & \varepsilon_{xz} \\ \varepsilon_{yx} & \varepsilon_{yy} & \varepsilon_{yz} \\ \varepsilon_{zx} & \varepsilon_{zy} & \varepsilon_{zz} \end{bmatrix}$ - тензор диэлектрической проницаемости,

$\hat{\mu} = \begin{bmatrix} \mu_{xx} & \mu_{xy} & \mu_{xz} \\ \mu_{yx} & \mu_{yy} & \mu_{yz} \\ \mu_{zx} & \mu_{zy} & \mu_{zz} \end{bmatrix}$ - тензор магнитной проницаемости,

$\hat{\chi} = \begin{bmatrix} \chi_{xx} & \chi_{xy} & \chi_{xz} \\ \chi_{yx} & \chi_{yy} & \chi_{yz} \\ \chi_{zx} & \chi_{zy} & \chi_{zz} \end{bmatrix}$ - тензор параметра киральности.

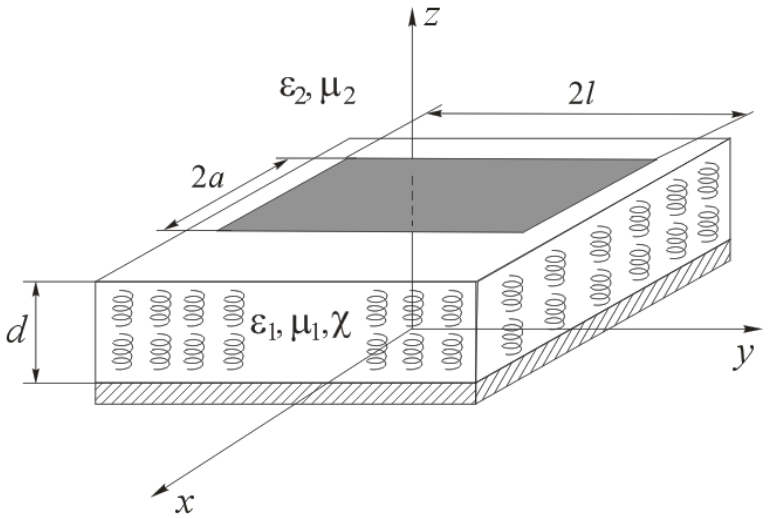


Рис. 2. Излучающая структура с бианизотропной киральной подложкой

Следует отметить, что верхние знаки в (10) соответствуют киральным средам на основе правосторонних элементов зеркально-ассиметричной формы, а нижние знаки - киральным средам на основе левосторонних элементов.

Фурье-образы составляющих электрического и магнитного полей определяются из следующих соотношений [4,5]:

$$\begin{bmatrix} T_y^{(k)} \\ T_x^{(k)} \end{bmatrix} = \left[e_{ij}^{(k)}\right]\left[C_i^{(k)}\right]$$
$$\begin{bmatrix} M_x^{(k)} \\ M_y^{(k)} \end{bmatrix} = \left[h_{ij}^{(k)}\right]\left[C_i^{(k)}\right] \qquad (11)$$

где $\left[e_{ij}^{(k)}\right]$, $\left[h_{ij}^{(k)}\right]$ - матрицы, элементы которых определяются из решения системы дифференциальных уравнений для поля среды с учетом конкретных граничных условий; $\left[C_i^{(k)}\right]$ - матрица-столбец, элементы которой представляют собой некоторые неизвестные константы.

После подстановки выражений (11) в (6) при $z = z_k$ (рис. 1), а также используя первое выражение (11) при $z = z_{k+1}$, получим следующую систему уравнений относительно неизвестных констант $\left[C_i^{(k)}\right]$:

$$\left[S_{ij}\right]\left[C_i\right] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ T_y(z_{k+1}) \\ T_x(z_{k+1}) \end{bmatrix}, \qquad (12)$$

где

$$S_{1n} = h_{1n}(z_k) - Y_{11}(z_k)e_{1n}(z_k) - Y_{12}(z_k)e_{2n}(z_k),$$
$$S_{2n} = h_{2n}(z_k) - Y_{21}(z_k)e_{1n}(z_k) - Y_{22}(z_k)e_{2n}(z_k),$$
$$S_{3n} = h_{2n}(z_{k+1}),$$
$$S_{4n} = e_{1n}(z_{k+1}),$$
$$n = 1, 2, 3, 4.$$

В связи с этим, выражения для элементов тензора входного адмитанса $\left\|Y_{ij}\left(z_{k+1}\right)\right\|$ слоя z_{k+1} определяются следующим образом [4,5]:

$$\begin{aligned} &Y_{11}\left(z_{k+1}\right)=\Delta L_1/\Delta S, \quad Y_{12}\left(z_{k+1}\right)=\Delta L_2/\Delta S, \\ &Y_{21}\left(z_{k+1}\right)=\Delta M_3/\Delta S, \quad Y_{22}\left(z_{k+1}\right)=\Delta M_4/\Delta S, \end{aligned} \tag{13}$$

где

$$\begin{aligned} &\Delta S=\det\left\|S_{ij}\right\|, \\ &\Delta L_n=\det\left[L_{ij}^{(n+2)}\right], \quad (n=1,2), \\ &\Delta M_n=\det\left[M_{ij}^{(n)}\right], \quad (n=3,4). \end{aligned}$$

Матрицы $\left[L_{ij}^{(n+2)}\right]$ определяются из матрицы $\left\|S_{ij}\right\|$ с помощью замены n строки $(n=1,2)$ строкой с элементами $L_{ij}^{(n+2)}=h_{1i}\left(z_{k+1}\right)$ $(n=1,2;\ \ i=1,2,3,4)$, а матрицы $\left[M_{ij}^{(n)}\right]$ - с помощью замены n строки $(n=3,4)$ строкой $M_{ij}^{(n)}=h_{2i}\left(z_{k+1}\right)$ $(n=3,4;\ \ i=1,2,3,4)$.

Таким образом, тензор поверхностных адмитансов, а следовательно, и тензор поверхностных импедансов границы раздел двух сред, на которой располагаются токопроводящие излучатели определяются через последовательное применение рекуррентных выражений (13) для каждого слоя, описываемого тензорами входных адмитансов $\left[Y^{(+)}\right]$ и $\left[Y^{(-)}\right]$. При этом, возникает также необходимость в учёте граничных условий в плоскости $z=0$ (в случае свободного пространства - области $z<0$), а также в области $z>d$.

3. Заключение

Тензор поверхностных импедансов позволяет получить интегральные представления электрического и магнитного полей излучающей структуры с многослойной композитной подложкой. Представлены материальные уравнения как для сложных сред в целом, характеризующихся наличием наборов тензорных материальных параметров и тензорами дополнительной электромагнитной связи, так и для конкретной бианизотропной киральной среды. После применения соответствующих граничных условий, задача об определении функции распределения плотности тока на поверхности излучателя сводится к интегральному уравнению (системе интегральных уравнений). Определение распределения поверхностной плотности тока на излучателе позволяет вычислить импедансные, поляризационные и пространственные характеристики многослойной излучающей структуры.

Литература

1. Klyuev D.S., Minkin M.A., Morozov S.V., Neshcheret A.M., Sokolova Yu.V. Characteristics of the electromagnetic field of strip radiators with chiral metamaterial substrates // Lobachevskii Journal of Mathematics, 2025, Т. 46, № 10. - С. 4991-5004.
2. Buzov A.L., Buzova M.A., Klyuev D.S., Neshcheret A.M., Sokolova Yu.V. Impedance characteristics of multi-element radiating structures based on chiral metamaterials with negative values permeability // Lobachevskii Journal of Mathematics, 2023, Т. 44, № 11. - С. 4951-4959.
3. Buzov A.L., Buzova M.A., Klyuev D.S., Neshcheret A.M., Sokolova Yu.V. Mathematical model of conformal radiating structures with chiral filling based on spiral elements taking

into account the macroscopic parameters frequency dispersion // Lobachevskii Journal of Mathematics, 2023, T. 44, № 9. - C. 4009-4015.
4. Неганов В.А., Нефедов Е.И., Яровой Г.П. Полосково-щелевые структуры сверх- и крайневысоких частот. М: Наука, 1996. - 304 с.
5. Неганов В.А., Нефедов Е.И., Яровой Г.П. Электродинамические методы проектирования устройств СВЧ и антенн. М.: Радио и связь, 2002. - 416 с.
6. Воробьев Н.Н. Теория рядов. М.: Наука, 1979.- 408 с.
7. Дементьев А. Н., Клюев Д. С., Неганов В. А., Соколова Ю. В. Сингулярные и гиперсингулярные интегральные уравнения в теории зеркальных и полосковых антенн.
   М: Радиотехника, 2015. – 2016 с.
8. Курушин Е.П., Нефедов Е.И. Электродинамика анизотропных волноведущих структур.
   М.: Наука, 1983. - 304 с.
9. Неганов В.А., Осипов О.В. Отражающие, волноведущие и излучающие структуры с киральными элементами. М.: Радио и связь, 2006. - 280 с.
10. Capolino F. Theory and Phenomena of Metamaterials. Taylor & Francis - CRC Press, 2009. - 992 p.

REFERENCES

1. Klyuev D.S., Minkin M.A., Morozov S.V., Neshcheret A.M., Sokolova Yu.V. Characteristics of the electromagnetic field of strip radiators with chiral metamaterial substrates // Lobachevskii Journal of Mathematics, 2025, T. 46, № 10. - C. 4991-5004.
2. Buzov A.L., Buzova M.A., Klyuev D.S., Neshcheret A.M., Sokolova Yu.V. Impedance characteristics of multi-element radiating structures based on chiral metamaterials with negative values permeability // Lobachevskii Journal of Mathematics, 2023, T. 44, № 11. - C. 4951-4959.
3. Buzov A.L., Buzova M.A., Klyuev D.S., Neshcheret A.M., Sokolova Yu.V. Mathematical model of conformal radiating structures with chiral filling based on spiral elements taking into account the macroscopic parameters frequency dispersion // Lobachevskii Journal of Mathematics, 2023, T. 44, № 9. - C. 4009-4015.
4. Neganov V.A., Nefedov E.I., Yarovoy G.P. Strip-slit structures of ultra- and extremely high frequencies. Moscow: Nauka Publ., 1996, - 304 p.
5. Neganov V.A., Nefedov E.I., Yarovoy G.P. Electrodynamic methods of designing microwave devices and antennas. Moscow: Radio and Communications, 2002. - 416 p.
6. Vorobyov N.N. Theory of series, Moscow: Nauka Publ., 1979,- 408 p.
7. Dementyev A. N., Klyuev D. S., Neganov V. A., Sokolova Yu.V. Singular and hypersingular integral equations in the theory of mirror and strip antennas. Moscow: Radio Engineering,
   2015. - 2016 p.
8. Kurushin E.P., Nefedov E.I. Electrodynamics of anisotropic waveguide structures. Moscow: Nauka, 1983. - 304 p.
9. Neganov V.A., Osipov O.V. Reflecting, waveguide and radiating structures with chiral elements. Moscow: Radio and Communications, 2006. - 280 p.
10. Capolino F. Theory and Phenomena of Metamaterials. Taylor & Francis - CRC Press, 2009. - 992 p.

АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ ПИТАНИЕМ И ВЕЕРНОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ

Д. Ю. Крюков [1], А. В. Останков [1], Н. Н. Щетинин [2]

[1] Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия
[2] Воронежский институт ФСИН России (ВИ ФСИН России), Воронеж, Россия

Аннотация. Приведена методика и результаты разработки линейной антенны СВЧ-диапазона с веерной диаграммой направленности и малой шириной главного лепестка в одной из плоскостей. Излучающая система в виде антенной решетки с последовательным питанием реализована на основе диэлектрической линии передачи, содержащей планарный диэлектрический волновод и проводящую периодическую решетку вблизи его поверхности. Изложена последовательность проектирования антенны. Обоснован выбор ключевых параметров излучающего раскрыва, выполнено полноволновое трехмерное моделирование антенны. Разработанная антенна на частотах 9.3–9.4 ГГц характеризуется малыми тепловыми потерями, относительно высоким коэффициентом полезного действия, коэффициентом усиления около 32 дБ при площади раскрыва менее 0.2 м^2. Ширина главного лепестка веерной диаграммы направленности в одной из плоскостей составляет один градус.

Ключевые слова: антенная решетка, последовательное питание, диэлектрический волновод, периодическая решетка, веерная диаграмма направленности.

ANTENNA ARRAY WITH SERIAL FEEDING AND FAN-BEAM DIRECTIONAL PATTERN

D. Yu. Kryukov [1], A. V. Ostankov [1], N. N. Shchetinin [2]

[1] Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia
[2] Voronezh Institute of the Russian Federal Penitentiary Service (VI FSIN of Russia), Voronezh, Russia

Abstract. The paper presents the methodology and results of developing a linear microwave antenna with a fan-shaped radiation pattern and a small width of the main lobe in one of the planes. The radiating system is implemented as an antenna array with sequential feeding based on a dielectric transmission line consisting of a planar dielectric waveguide and a conducting periodic grating near its surface. The antenna design process is outlined. The selection of key parameters for the radiating aperture is substantiated, and full-wave 3D modeling of the antenna is performed. The developed antenna at frequencies from 9.3 to 9.4 GHz features low thermal losses, relatively high efficiency, and a gain of about 32 dB with an aperture area of less than 0.2 m². The width of the main lobe of the fan-shaped radiation pattern in one of the planes is one degree.

Keywords: antenna array, serial feed, dielectric waveguide, periodic grating, fan-beam radiation pattern.

1. Введение

Радиолокационные системы обзора пространства, системы дистанционного зондирования поверхности Земли, мониторинга электромагнитной обстановки, системы передачи информации на дальние расстояния остро нуждаются в компактных антеннах с малой шириной диаграммы направленности (ДН). Антенны с малой шириной ДН в одной или обеих плоскостях, располагающие способностью сканирования ДН, или с

фиксированным направлением главного лепестка ДН при условии механического вращения излучающего раскрыва антенны позволяют решить ряд важных задач в рамках упомянутых практических приложений. Чем уже ширина главного лепестка ДН антенной системы, тем выше разрешающая способность оценки, например, координат цели, являющейся объектом мониторинговой задачи. Такие задачи типичны для всех интенсивно эксплуатируемых частотных диапазонов, в том числе СВЧ-диапазона.

Цель доклада — представить сжатое описание методики и итогов разработки антенны СВЧ-диапазона с линейной поляризацией, характеризующейся веерной ДН с шириной главного лепестка в одной из плоскостей, равным одному градусу.

Анализ современного состояния техники высоконаправленных антенных систем показывает, что реализация излучателя СВЧ-диапазона с шириной главного лепестка в один градус возможна на основе разных типов антенн. К ним относятся щелевые антенные решетки, зеркальные антенны с одним или несколькими рефлекторами, линзовые антенны, антенны вытекающей волны, антенные решетки в виде системы большого числа слабонаправленных излучателей [1]. Антенна вытекающей волны представляет собой антенную решетку с последовательным питанием раскрыва, реализованного на основе излучающей линии передачи, вблизи или на поверхности которой размещены рассеивающие волну возбуждения неоднородности с шагом, соизмеримым с длиной волны возбуждения. Для антенных решеток с последовательным питанием (АРПП) характерен малый по сравнению с продольной длиной раскрыва поперечный размер, а также относительно большой коэффициент полезного действия (КПД), достигающий 95 % и более [2-6]. АРПП предпочтительны в ряде случаев не только из-за значительного КПД, который могут гарантировать и антенны другого типа, но и из-за простой конструкции излучающего раскрыва и устройства возбуждения, особенно при линейном варианте её реализации [7-13].

2. Методика разработки АРПП с узкой веерной ДН

Для реализации АРПП с малой шириной главного лепестка веерной ДН взята линейная диэлектрическая линия передачи (ДЛП, рисунок 1) в виде планарного диэлектрического волновода (ДВ), вблизи поверхности которого расположена периодическая проводящая решётка (ППР), представляющая собой систему прямоугольных канавок [5,12-15]. Канавки выполнены в пластине из хорошо проводящего материала или сформированы из пластика с нанесенным на его поверхность, обращенную к ДВ, токопроводящим слоем. В первом случае обеспечивается жесткость конструкции антенны, во втором – минимальная масса. Линейная ДЛП возбуждается типовым рупорно-линзовым устройством (РЛУ), адаптированным к поперечным размерам линии. При работе антенны в режиме излучения РЛУ позволяет сформировать в ДВ медленную поверхностную волну возбуждения, которая при распространении по волноводу рассеивается на канавках ППР. В результате формируется вытекающая пространственная волна излучения под углом к плоскости раскрыва, существенно зависящим от величины замедления ДВ, периода ППР и частоты излучаемой волны.

Для минимизации потерь подводимой к антенне мощности материал планарного ДВ следует выбирать так, чтобы снизить в нем тепловые потери. В частности, на СВЧ низким тангенсом угла диэлектрических потерь, определяющим долю мощности, рассеиваемой в виде тепла в диэлектрике, обладает тефлон с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_\tau = 2.1$. Однолучевая диаграмма направленности АРПП может быть реализована только при одномодовом режиме работы ДВ. В частности, при излучении линейно-поляризованной волны с поперечной раскрыву *E*-компонентой поля толщина ДВ (τ) должна быть меньше критической величины, равной

$\lambda/(2\sqrt{\varepsilon_\tau - 1})$ [3,15], где λ – длина излучаемой волны. Полагая, что центральная частота полосы пропускания АРПП составляет 9.35 ГГц, тогда ей соответствует критическая толщина ДВ, равная $0.48 \cdot \lambda = 15$ мм. Согласно [16-18] чем больше составляет разница между фактической толщиной ДВ и критическим его значением, тем меньше зависимость от частоты направления максимального излучения АРПП. Для уменьшения отклонения ДН при изменении частоты излучения целесообразно, чтобы толщина ДВ была меньше критического значения, например, на 20 %: $\tau = 12$ мм. Планарный ДВ с $\varepsilon_\tau = 2.1$ и $\tau = 12$ мм согласно данным [17] характеризуется замедлением, равным $\xi = 1.18$.

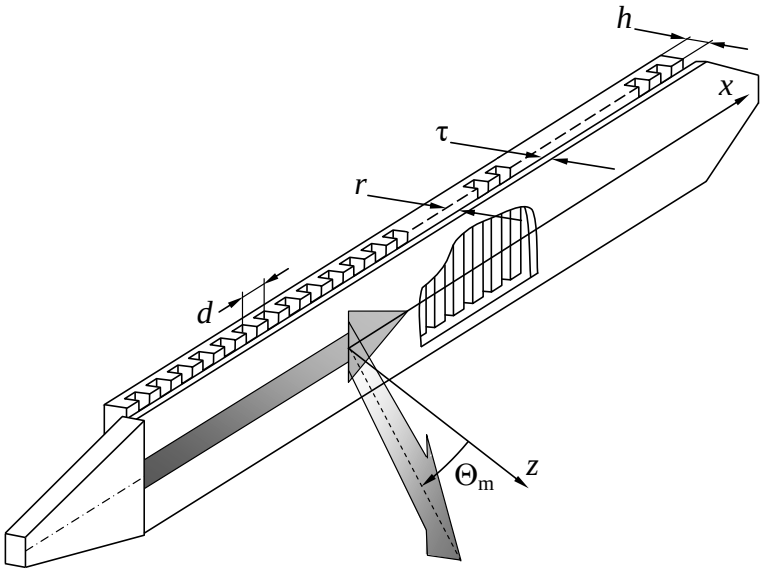


Рис. 1. Схема проектируемой АРПП

Выбор периода ППР выполняется с учетом двух факторов. Во-первых, величина периода должна гарантировать однолучевую ДН, а, во-вторых, незначительное – на $(5\text{-}15)^\circ$ – отклонение главного лепестка ДН от направления поперечного излучения. Последнее связано с тем, что при поперечном направлении излучения АРПП с односторонней схемой возбуждения проявляется режим брэгговской дифракции или автоколлимационного отражения на рабочей пространственной гармонике спектра рассеяния волны возбуждения. В результате подобного отражения значительно ухудшается излучательная способность АРПП или КПД [19-21]. Полагая, что угол максимального излучения АРПП определяется отклонением от нормали к ДЛП в направлении периферии излучающего раскрыва и составляет $\Theta_m = -(5\text{-}15)^\circ$, при замедлении ДВ, равном $\xi = 1.18$, ППР согласно теории периодических решеток [3,15] должна обладать периодом $d = n \cdot \lambda/(\xi - \sin\Theta_m) \approx (0.7\text{-}0.8) \cdot \lambda \approx (22\text{-}25)$ мм при излучении на «минус» первой пространственной гармонике ($n = -1$). При выполнении такого условия вполне допустим период ППР, равный 24 мм. Ширина канавок ППР обычно подбирается в процессе моделирования по критерию минимума коэффициента отражения волны возбуждения [22], однако, в условиях неопределенности значительной части геометрических параметров излучающего раскрыва допустимо положить ее, например, равной половине периода [16]: $a = 0.5 \cdot d = 12$ мм. Глубина канавок, образующих поперечный профиль ППР, является важным параметром раскрыва. Применительно к случаю излучения волны с *E*-компонентой поля в плоскости, поперечной раскрыву, глубину канавок целесообразно реализовать близкой к четверти длины излучаемой волны: $h = 0.25 \cdot \lambda \approx 8$ мм [4,16,23].

Расстояние между ДВ и ППР из соображений максимальной жесткости конструкции АРПП желательно реализовать равным нулю [9,13], то есть так, чтобы боковая поверхность ДВ опиралась на ламели ППР. Однако при нулевом зазоре между ДВ и ППР возможна сильная электродинамическая связь ДЛП с решеткой, при которой ППР существенно влияет на величину замедления ДВ, и, как следствие, на положение максимума главного лепестка ДН и излучательную способность антенны в целом [4,16,17,24]. Для предотвращения этого рекомендуется обеспечить зазор между ДВ и ППР составляющим хотя бы $(0.35\text{-}0.4)\cdot\lambda$, то есть, например, $r=12$ мм. Заметим, что указанное расстояние может быть оптимизировано по критерию максимума КПД.

Для обеспечения заданной ширины главного лепестка ДН в *E*-плоскости АРПП достаточно, чтобы решетка содержала число периодов или неоднородностей в виде канавок, превышающее величину $0.89/\Delta\Theta_{0.5}$ [1,15], где $\Delta\Theta_{0.5}=1^\circ\approx 0.0174$ рад. Таким образом, при равномерном амплитудном распределении на раскрыве АРПП минимально требуемое количество канавок ППР составляет 51 единицу. Заметим, что в реальности амплитудное распределение на раскрыве АРПП ближе к экспоненциальному виду, что впоследствии приведет к необходимости увеличить количество периодов ППР и, следовательно, длину раскрыва для достижения требуемой ширины ДН.

3. Моделирование АРПП

Расчет основных параметров и направленных свойств АРПП выполнен с использованием вычислительного алгоритма, разработанного одним из авторов на основе двухмерной проекционной электродинамической модели (2D-модели) [15,25,26]. 2D-модель подразумевает замену трёхмерного раскрыва АРПП его двухмерным сечением и базируется на строгом решении задачи возбуждения конечной ППР собственной волной ДВ *E*-типа. Задача дифракции поверхностной волны возбуждения ДВ на ППР с неоднородностями в виде канавок сведена к системе линейных алгебраических уравнений относительно комплексных амплитуд волноводных мод, возбуждающихся в канавках ППР, при условии представления поля над раскрывом в виде непрерывного Фурье-образа. ДН по мощности в *E*-плоскости определяется на основе вычисленных амплитуд волноводных мод. Вторичные параметры антенны, включая направление максимума излучения (Θ_m), ширину главного лепестка по уровню половинной мощности $(\Delta\Theta_{0.5})$, максимальный уровень боковых лепестков (УБЛ, ξ_m), КПД (η) рассчитываются на основе полученной ДН. С использованием найденных комплексных амплитуд волноводных мод в канавках ППР определяется коэффициент стоячей волны (КСВ, γ) антенны.

На частоте 9.35 ГГц с использованием 2D-модели выполнен расчет ДН антенны с выбранными параметрами раскрыва. Главный лепесток ДН при этом смещен от нормали к раскрыву в *E*-плоскости почти на 9.3° ($\Theta_m=-9.3^\circ$), а его ширина составляет 1.4° ($\Delta\Theta_{0.5}=1.4^\circ$). КПД АРПП равен 80.6 % ($\eta=80.6$ %). Для обеспечения требуемой ширины главного лепестка ДН число периодов (канавок ППР) последовательно наращивалось до тех пор, пока не была достигнута ширина, близкая к 1°. Выяснено, что необходимая ширина главного лепестка обеспечивается в случае, когда ППР содержит 69 периодов (канавок). На рисунке 2, *а* представлена полученная на основе 2D-модели нормированная ДН АРПП на верхней частоте 9.4 ГГц полосы рабочих частот (9.3–9.4 ГГц). Следует отметить, что внутри полосы рабочих частот главный лепесток ДН смещается на один градус. Поэтому на средней частоте 9.35 ГГц лепестки диаграммы, соответствующие крайним частотам диапазона (9.3 и 9.4 ГГц), перекрываются на уровне «минус» 3 дБ.

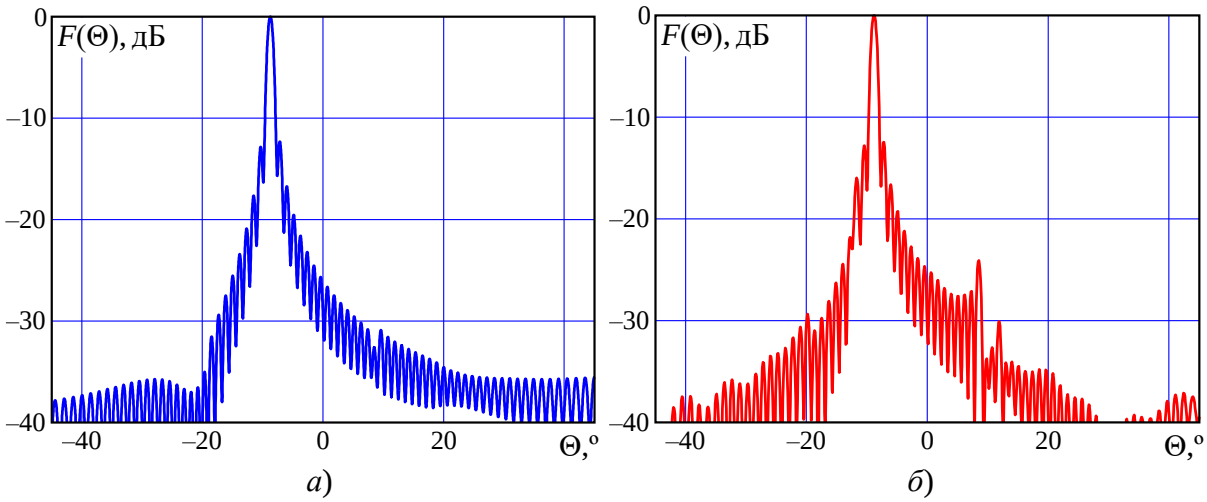


Рис. 2. ДН АРПП на частоте 9.4 ГГц, полученные с использованием модели: *а*) 2D; *б*) 3D

Анализ ДН антенны с ППР, содержащей 69 канавок, показывает, что на частоте 9.4 ГГц максимум главного лепестка шириной 1.0° ($\Delta\Theta_{0.5}=1.0°$) отклонен от нормали в *E*-плоскости на 8.8° ($\Theta_m=-8.8°$), максимальный УБЛ не превышает «минус» 12.3 дБ ($\xi_m=-12.3$ дБ). Излучательная способность АРПП на указанной частоте составляет более 87 % ($\eta=87.1$ %), а расчетный КСВ близок к единице ($\gamma=1.01$).

С использованием электромагнитного симулятора «CST Microwave Studio» выполнено полноволновое трехмерное моделирование макета АРПП. Возбуждение излучающего раскрыва макета АРПП (рисунок 3) выполнено РЛУ, основой которого является металлический рупор, дополненный гиперболической линзой в виде профилированного торца планарного ДВ. Питание РЛУ обеспечивается прямоугольным металлическим волноводом. Ширина раскрыва, представляющего собой ППР, накрытую ДВ из тефлона, составляет $3.4\cdot\lambda$ (λ – длина волны, соответствующая частоте 9.35 ГГц) или 110 мм. ППР выполнена из алюминия, содержит 69 канавок и обладает длиной $52\cdot\lambda\approx1668$ мм. Продольный размер всей АРПП с учетом РЛУ составляет $60\cdot\lambda\approx1930$ мм. Нормированная ДН, измеренная при полноволновом трехмерном моделировании АРПП на частоте 9.4 ГГц, показана на рисунке 2, *б*. Сравнение ДН, полученных на основе 2D- и 3D-моделей, свидетельствует об их высокой степени соответствия, что подчеркивает достоверность и надежность оценок параметров и характеристик АРПП, полученных на основе 2D-модели. В частности, направления максимумов главного лепестка ДН (Θ_m), разнятся менее чем на $0.1°$, а ширина ДН ($\Delta\Theta_{0.5}$) отличается менее чем на $0.05°$.

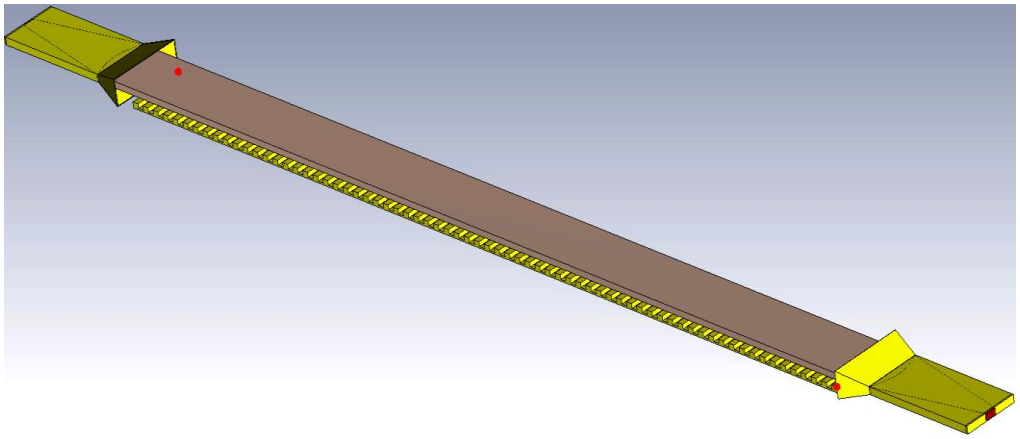


Рис. 3. Макет АРПП в «CST Microwave Studio»

В рабочей полосе частот от 9.3 до 9.4 ГГц коэффициент усиления макета АРПП, полученный на основе 3D-модели (в симуляторе «CST Microwave Studio»), составляет от 32.4 до 32.6 дБ. При этом КСВ антенны изменяется в пределах от 1.24 до 1.16. Эффективность АРПП, измеряемая в 3D-модели с учетом потерь в диэлектрике ДЛП и металле элементов ППР (как отношение мощности излучаемой волны к мощности волны, подводимой к РЛУ), составляет от 84.7 до 80.8 %. Совокупные потери мощности в АРПП при этом не превышают 1 дБ, что является весомым результатом, так как длина излучающего раскрыва достигает величины $52{\cdot}\lambda$. Максимальный УБЛ веерной ДН антенны в рабочей полосе частот от 9.3 до 9.4 ГГц оказался не хуже «минус» 12.3 дБ ($\xi_m = -12.3$ дБ). Ширина главного лепестка ДН в *E*-плоскости равна 1° ($\Delta\Theta_{0.5} = 1°$), в ортогональной *H*-плоскости составляет 15º. Реализованная ширина ДН в *H*-плоскости обусловлена выбранным размером $3.4{\cdot}\lambda$ излучающего раскрыва АРПП.

Если максимальный УБЛ в *E*-плоскости, в которой АРПП обладает шириной ДН в один градус, оказывается недостаточно малым, то излучающий раскрыв антенны необходимо модифицировать. Модификация раскрыва предполагает реализацию более подходящего амплитудного распределения на раскрыве, например, за счет продольного изменения глубины канавок ППР (глубинного профилирования) [15,27-29].

4. Заключение

Описана методология и приведены результаты разработки высокоэффективной антенны СВЧ-диапазона (9.3–9.4 ГГц) с веерной ДН, предназначенной для реализации ряда мониторинговых задач. Антенна представляет собой линейную АРПП, реализованную на основе ДЛП, включающей планарный ДВ, экранированный ППР. Предлагается пошаговая инструкция по проектированию разработанной АРПП. В частности, обоснован выбор всех геометрических параметров излучающего раскрыва, выполнено полноволновое трехмерное моделирование макета АРПП. Данные 3D-моделирования показывают, что прототип АРПП с площадью излучающего раскрыва менее 0.2 м^2 обладает КПД более 80 %, коэффициентом усиления, превышающим 32 дБ, и совокупными потерями менее 1 дБ. Веерная ДН АРПП в рабочей *E*-плоскости характеризуется отклонением от направления поперечного излучения на (9 - 10)º, шириной главного лепестка в 1º при длине раскрыва $52{\cdot}\lambda$ и максимальным УБЛ не хуже «минус» 12.3 дБ. В ортогональной плоскости ширина ДН составляет 15°.

Литература

1. Хансен Р. С. Фазированные антенные решетки. М.: Техносфера, 2012. – 560 с.
2. Банков С. Е. Антенные решетки с последовательным питанием. М.: Физматлит, 2013. – 416 с.
3. Шестопалов В. П. Физические основы миллиметровой и субмиллиметровой техники. Т. 1. Открытые структуры. Киев: Наукова думка, 1985. – 216 с.
4. Климов А. И. Плоские дифракционные СВЧ-антенны с фиксированной ориентацией линейной поляризации / А. И. Климов, К. Б. Меркулов, А. В. Останков и др. // Приборы и техника эксперимента, 1999, Т. 42, № 6. – С. 136.
5. Евдокимов А. П. Антенны дифракционного излучения // Физические основы приборостроения, 2013, Т. 2, № 1(6). – С. 108-125.
6. Lyu Y. L. Leaky-wave antennas based on noncutoff substrate integrated waveguide supporting beam scanning from backward to forward / Y. L. Lyu, X. X. Liu, P. Y. Wang et al. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2016, Vol. 64, No. 6. – Pp. 2155-2164.

7. Salman A. O. On the antenna efficiencies for the dielectric leaky-wave antennas with a sinusoidal metallic diffraction grating coupled from the broad and the narrow face of the dielectric // Microwave and Optical Technology Letters, 2011, Vol. 53, No. 9. – Pp. 2030-2034.
8. Классен В. И., Седельников Ю. Е. Антенны Ка диапазона для перспективных средств телекоммуникаций. Часть 1. Печатные антенны // Научно-технический вестник Поволжья, 2013, № 6. – С. 326-330.
9. Останков А. В. Интегрированная линейная антенна вытекающей волны с большим коэффициентом усиления / А. В. Останков, А. Ю. Чернышев, Д. Ю. Крюков, Ю. Е. Калинин // Радиотехника, 2024, Т. 88, № 7. – С. 64-67.
10. Седельников Ю. Е., Олейник Е. Ю., Шаабан М. Линейные антенные решетки КВЧ диапазона на диэлектрических волноводах // Журнал радиоэлектроники, 2018, № 8. – С. 8.
11. Nechaev Yu. B. High gain millimeter wave leaky wave antennas with low side lobe level of the radiation pattern / Yu. B. Nechaev, A. I. Klimov, A. V. Kuznetsov, M. A. Galuza // Journal of Physics: Conference Series, 2019, Vol. 1279. – Pp. 012010.
12. Munawar H. S. Applications of leaky-wave antennas: A review // International Journal of Wireless and Microwave Technologies, 2020, Vol. 10, No. 3. – Pp. 56-62.
13. Останков А. В., Щетинин Н. Н., Чернышев А. Ю. Линейная периодическая антенна вытекающей волны с высокой направленностью // Вестник Воронежского института ФСИН России, 2024, № 3. – С. 9-13.
14. Melezhik P. N. Planar antenna with diffraction radiation for radar complex of millimeter band / P. N. Melezhik, Y. B. Sidorenko, S. A. Provalov et al. // Radioelectronics and Communications Systems, 2010, Vol. 53, No. 5. – P. 233-240.
15. Останков А. В. Электродинамические модели резонансных гребенчатых структур для анализа и синтеза высокоэффективных дифракционных антенн: дисс. на соискание ученой степени д.т.н. Воронеж, 2011. – 421 с.
16. Крыжановский В. В. Резонансные свойства системы планарный диэлектрический волновод – гребенка / В. В. Крыжановский, С. В. Крыжановский, С. А. Стешенко, О. В. Чистякова // Радиофизика и электроника, 2008, Т. 13, № 3. – С. 481-488.
17. Останков А. В., Кирпичева И. А., Рябчунов А. И. Угловая дисперсия антенны дифракционного излучения // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2015, Т. 11, № 4. – С. 76-79.
18. Калинин Ю. Е., Останков А. В. Расчет частотно-сканирующей антенны дифракционного излучения // Радиотехника, 2014, № 3. – С. 83-87.
19. Останков А. В., Крюков Д. Ю. Диэлектрическая антенна вытекающей волны с поперечным излучением // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2024, Т. 20, № 2. – С. 80-91.
20. Ostankov A. V. High efficiency dielectric periodic leaky wave antenna in the transverse radiation mode / A. V. Ostankov, D. Y. Kryukov, A. Y. Chernyshev et al. // International Journal on Communications Antenna and Propagation, 2025, Vol. 15, No. 1. – P. 19-29.
21. Останков А. В., Хрипунов Е. Г. Рупорная SIW-антенна со специальным копланарным переходом и диэлектрической линзой для питания планарной антенны вытекающей волны // Радиостроение, 2020, № 2. – С. 1-26.
22. Стешенко С. А. Синтез антенны вытекающих волн по заданному распределению на апертуре // Радиофизика и радиоастрономия, 2013, № 4. – С. 373-380.
23. Останков А. В. Одномодовое приближение в задаче синтеза диэлектрической антенны вытекающей волны / А. В. Останков, С. А. Останков, Г. В. Литвинов и др. // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2022, Т. 18, № 4. – С. 77-85.

24. Останков А. В. Оптимизация антенны дифракционного излучения, реализованной по интерферометрической схеме // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2010, Т. 6, № 11. – С. 51-54.
25. Останков А. В. Математическая модель дифракции волны на конечной металлодиэлектрической гребенке для проектирования антенн вытекающей волны // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2009, Т. 5, № 7. – С. 89-91.
26. Останков А. В. Вычислительная модель для исследования поля дифракции канавки в экране // Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. Серия: Естественные и технические науки, 2014, № 11-12. – С. 3-11.
27. Останков А. В. Синтез излучающего гребенчатого раскрыва антенны вытекающей волны // Радиотехника, 2012, № 2. – С. 38-44.
28. Крюков Д. Ю. Улучшение показателей направленности антенны дифракционного излучения методом вариации профиля излучающего раскрыва / Д. Ю. Крюков, А. В. Останков, А. Ю. Чернышев, С. Ю. Дашян // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2022, Т. 18, № 1. – С. 79-90.
29. Крюков Д. Ю. Подходы к вариации профиля излучающего раскрыва антенны вытекающей волны дифракционного типа для улучшения характеристик направленности / Д. Ю. Крюков, А. В. Останков, С. А. Антипов, К. А. Разинкин // Радиотехника, 2022, Т. 86, № 7. – С. 25-32.

REFERENCES

1. Hansen, R. S. Phased antenna arrays. Moscow: Tekhnosfera, 2012. – 560 p.
2. Bankov, S. E. Antenna arrays with sequential feeding. Moscow: Fizmatlit, 2013. – 416 p.
3. Shestopalov, V. P. Physical foundations of millimeter and submillimeter technology. Vol. 1: Open structures. Kyiv: Naukova Dumka, 1985. – 216 p.
4. Klimov, A. I. Flat diffraction microwave antennas with fixed orientation of linear polarization / A. I. Klimov, K. B. Merkulov, A. V. Ostankov et al. // Instruments and experimental technology, 1999, Vol. 42, No. 6. – Pp. 136.
5. Evdokimov, A. P. Diffraction radiation antennas // Physical foundations of instrument making, 2013, Vol. 2, No. 1(6). – Pp. 108-125.
6. Lyu, Y. L. Leaky-wave antennas based on noncutoff substrate integrated waveguide supporting beam scanning from backward to forward / Y. L. Lyu, X. X. Liu, P. Y. Wang et al. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2016, Vol. 64, No. 6. – Pp. 2155-2164.
7. Salman, A. O. On the antenna efficiencies for the dielectric leaky-wave antennas with a sinusoidal metallic diffraction grating coupled from the broad and narrow faces of the dielectric // Microwave and Optical Technology Letters, 2011, Vol. 53, No. 9. – Pp. 2030-2034.
8. Klassen, V. I., Sedelnikov, Yu. E. Ka-band antennas for promising telecommunications. Part 1. Printed antennas // Scientific and Technical Bulletin of the Volga Region, 2013, No. 6. – Pp. 326-330.
9. Ostankov, A. V. Integrated linear leaky-wave antenna with high gain / A. V. Ostankov, A. Yu. Chernyshev, D. Yu. Kryukov, Yu. E. Kalinin // Radioengineering, 2024, Vol. 88, No. 7. – Pp. 64-67.
10. Sedelnikov, Yu. E., Oleinik, E. Yu., Shaaban, M. Linear antenna arrays of the microwave range on dielectric waveguides // Journal of Radio Electronics, 2018, No. 8. – Pp. 8.
11. Nechaev, Yu. B. High-gain millimeter wave leaky wave antennas with low side lobe level of the radiation pattern / Yu. B. Nechaev, A. I. Klimov, A. V. Kuznetsov, M. A. Galuza // Journal of Physics: Conference Series, 2019, Vol. 1279. – Pp. 012010.

12. Munawar, H. S. Applications of leaky-wave antennas: A review // International Journal of Wireless and Microwave Technologies, 2020, Vol. 10, No. 3. – Pp. 56-62.
13. Ostankov, A. V., Shchetinin, N. N., Chernyshev, A. Yu. Linear periodic leaky-wave antenna with high directivity // Bulletin of the Voronezh Institute of the Federal Penitentiary Service of Russia, 2024, No. 3. – Pp. 9-13.
14. Melezhik, P. N. Planar antenna with diffraction radiation for radar complex of millimeter band / P. N. Melezhik, Y. B. Sidorenko, S. A. Provalov et al. // Radioelectronics and Communications Systems, 2010, Vol. 53, No. 5. – Pp. 233-240.
15. Ostankov, A. V. Electrodynamic models of resonant comb structures for the analysis and synthesis of highly efficient diffraction antennas: Diss. for the degree of Doctor of Engineering Sciences. Voronezh, 2011. – 421 p.
16. Kryzhanovsky, V. V. Resonance properties of the planar dielectric waveguide – comb system / V. V. Kryzhanovsky, S. V. Kryzhanovsky, S. A. Steshenko, O. V. Chistyakova // Radiophysics and Electronics, 2008, Vol. 13, No. 3. – Pp. 481-488.
17. Ostankov, A. V., Kirpicheva, I. A., Ryabchunov, A. I. Angular dispersion of a diffraction radiation antenna // Bulletin of the Voronezh State Technical University, 2015, Vol. 11, No. 4. – Pp. 76-79.
18. Kalinin, Yu. E., Ostankov, A. V. Calculation of a frequency-scanning diffraction radiation antenna // Radioengineering, 2014, No. 3. – Pp. 83-87.
19. Ostankov, A. V., Kryukov, D. Yu. Dielectric leaky-wave antenna with transverse radiation // Bulletin of the Voronezh State Technical University, 2024, Vol. 20, No. 2. – Pp. 80-91.
20. Ostankov, A. V. High-efficiency dielectric periodic leaky wave antenna in the transverse radiation mode / A. V. Ostankov, D. Y. Kryukov, A. Y. Chernyshev et al. // International Journal on Communications Antenna and Propagation, 2025, Vol. 15, No. 1. – Pp. 19-29.
21. Ostankov, A. V., Khripunov, E. G. Horn SIW antenna with a special coplanar transition and a dielectric lens for feeding a planar leaky wave antenna // Radio Engineering, 2020, No. 2. – Pp. 1-26.
22. Steshenko, S. A. Synthesis of a leaky wave antenna based on a given distribution on the aperture // Radiophysics and Radio Astronomy, 2013, No. 4. – Pp. 373-380.
23. Ostankov, A. V. Single-mode approximation in the problem of synthesis of a dielectric leaky-wave antenna / A. V. Ostankov, S. A. Ostankov, G. V. Litvinov et al. // Bulletin of the Voronezh State Technical University, 2022, Vol. 18, No. 4. – Pp. 77-85.
24. Ostankov, A. V. Optimization of a diffraction radiation antenna implemented using an interferometric scheme // Bulletin of the Voronezh State Technical University, 2010, Vol. 6, No. 11. – Pp. 51-54.
25. Ostankov, A. V. Mathematical model of wave diffraction on a finite metal-dielectric comb for the design of leaky-wave antennas // Bulletin of the Voronezh State Technical University, 2009, Vol. 5, No. 7. – Pp. 89-91.
26. Ostankov, A. V. Computational model for studying the diffraction field of a groove in a screen // Modern science: current problems of theory and practice. Series: Natural and technical sciences, 2014, No. 11-12. – Pp. 3-11.
27. Ostankov, A. V. Synthesis of a radiating comb aperture of a leaky wave antenna // Radioengineering, 2012, No. 2. – Pp. 38-44.
28. Kryukov, D. Yu. Improving the directivity of a diffraction radiation antenna by varying the profile of the radiating aperture / D. Yu. Kryukov, A. V. Ostankov, A. Yu. Chernyshev, S. Yu. Dashyan // Bulletin of the Voronezh State Technical University, 2022, Vol. 18, No. 1. – Pp. 79-90.
29. Kryukov, D. Yu. Approaches to varying the radiating aperture profile of a diffraction-type leaky-wave antenna to improve directivity characteristics / D. Yu. Kryukov, A. V. Ostankov, S. A. Antipov, K. A. Razinkin // Radioengineering, 2022, Vol. 86, No. 7. – Pp. 25-32.

АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ ПИТАНИЕМ И СНИЖЕННЫМ УРОВНЕМ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ В ВЕЕРНОЙ ДИАГРАММЕ НАПРАВЛЕННОСТИ

Д. Ю. Крюков, А. В. Останков

Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Ранее авторами доклада разработана линейная высоконаправленная антенная решетка с последовательным питанием и веерной диаграммой направленности, обладающей малой шириной главного лепестка в одном из сечений. Излучающий раскрыв антенны сформирован из диэлектрической линии передачи, экранированной периодической проводящей решеткой резонансного типа. В докладе представлена пошаговая методика модификации раскрыва антенны, заключающаяся в продольном профилировании проводящей решетки и имеющей целью снижение уровня бокового излучения. Приведены результаты параметрической оптимизации раскрыва в виде диаграмм направленности антенны и ее вторичных показателей, полученных на основе высокоточного электромагнитного моделирования методом конечных интегралов Вейланда в одном из известных коммерческих программных пакетов.

Ключевые слова: антенная решетка, последовательное питание, диэлектрическая линия передачи, периодическая решетка, диаграмма направленности, боковые лепестки.

ANTENNA ARRAY WITH SERIAL FEEDING AND REDUCED SIDE LOBE LEVEL IN FAN BEAM-RADIATION PATTERN

D. Yu. Kryukov, A. V. Ostankov

Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. Previously, the authors of this report developed a linear highly directional antenna array with serial feeding and a fan-beam radiation pattern featuring a narrow main lobe in one cross-section. The radiating aperture of the antenna consists of a dielectric transmission line shielded by a resonant-type periodic conductive grating. This report outlines a step-by-step modification procedure for such an antenna array's aperture, which involves longitudinal profiling of the conductive grating aimed at reducing side-lobe levels. Results of parametric optimization of the aperture are provided in terms of radiation patterns and secondary performance metrics obtained through accurate electromagnetic simulation using the Weiland finite integral technique within a well-known commercial software package.

Keywords: antenna array, serial feeding, dielectric transmission line, periodic grating, radiation pattern, side-lobes.

1. Введение

Компактные антенны с малой шириной диаграммы направленности (ДН) активно используются в современных радиолокационных системах обзора пространства, радиофизических системах дистанционного зондирования поверхности Земли, мониторинга электромагнитной обстановки, в радиотехнических системах передачи информации на дальние расстояния [1-3]. Востребованы не только высоконаправленные излучающие системы с электронным сканированием ДН, но и антенны с фиксированным положением главного лепестка ДН, поскольку излучающую апертуру такой антенны можно перемещать в любой из плоскостей механически [4-6].

Авторами доклада в [7-9] применительно к диапазону СВЧ разработана антенная решетка с последовательным питанием (АРПП) [10-13] и веерной диаграммой направленности, в одном из сечений которой ширина ДН не превышает одного градуса. Излучающий раскрыв разработанной АРПП представляет собой способную поддерживать поверхностную волну *E*-типа открытую диэлектрическую линию передачи (ДЛП), вблизи поверхности которой размещена проводящая периодическая решетка (ППР) в виде системы канавок одинаковой глубины в проводящей пластине или металлизированном пластике. Разработана пошаговая методика проектирования такой антенной решетки, включающая выбор геометрических параметров элементов раскрыва на основе существующих и уточненных авторами рекомендаций. Выполнено электродинамическое моделирование и оптимизация раскрыва с использованием специальной численно-аналитической 2D-модели, а также высокоточное полноволновое трехмерное электромагнитное моделирование макета АРПП методом конечных интегралов Вейланда. Достоверно установлено, что разработанная АРПП обеспечивает в *E*-плоскости ширину главного лепестка веерной ДН, не превышающую один градус, при ширине ДН в ортогональной плоскости 15 градусов. При этом антенна обладает относительно высоким коэффициентом полезного действия (КПД) и коэффициентом усиления, допустимыми значениями коэффициента стоячей волны (КСВ) и уровнем бокового излучения в *E*-плоскости, составляющим немногим менее «минус» 12 дБ. В работах [7-9] указано, что при необходимости снижения максимального уровня боковых лепестков (УБЛ) ДН для повышения помехозащищенности, маскировки излучения и улучшения разрешения целей следует обеспечить модификации излучающего раскрыва.

Цель доклада — представить краткое описание методики и результатов оптимизации уровня бокового излучения разработанной АРПП с веерной ДН и малой шириной главного лепестка в одной из плоскостей за счет частичной модификации профиля излучающего раскрыва.

2. Исходная конфигурация излучающего раскрыва АРПП

Для реализации АРПП с малой шириной главного лепестка в одном из сечений веерной ДН использована открытая линейная ДЛП (рисунок 1) в виде планарного диэлектрического волновода (ДВ). Вблизи боковой поверхности планарного ДВ расположена ППР в виде системы прямоугольных канавок [14-16].

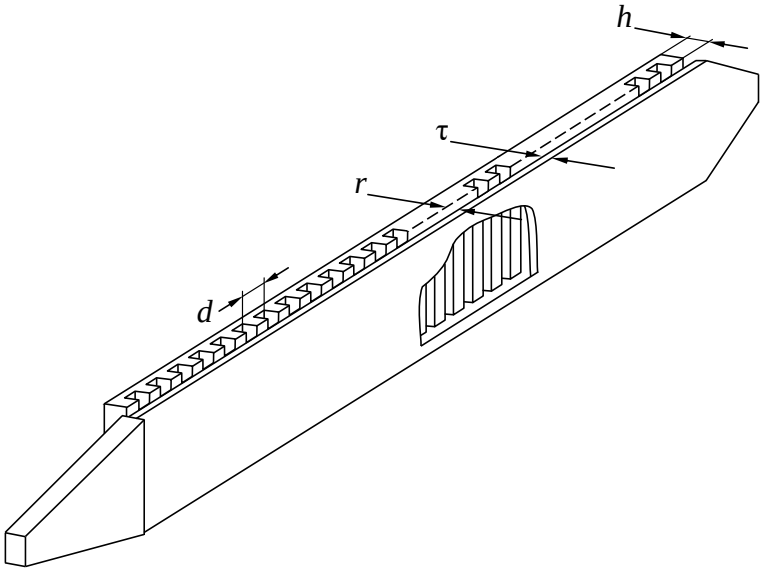


Рис. 1. Схема кострукции АРПП

Линейная ДЛП в раскрыве возбуждается рупорно-линзовым устройством (РЛУ), адаптированным к поперечным размерам ДЛП. При работе антенны в режиме излучения РЛУ формирует в ДВ медленную поверхностную волну, которая при распространении по ДВ рассеивается на канавках ППР. В результате образуется вытекающая пространственная волна излучения под углом к плоскости раскрыва.

Разработка АРПП выполнена применительно к полосе частот 9.3–9.4 ГГц. В качестве материала планарного ДВ использован тефлон толщиной $\tau = 0.375 \cdot \lambda = 12$ мм (λ – длина волны, излучаемой на частоте 9.35 ГГц) с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_\tau = 2.1$. Расстояние между ДВ и ППР является фиксированным по всему продольному направлению и составляет также $r = 0.375 \cdot \lambda = 12$ мм. ППР включает 69 прямоугольных канавок одинакового размера, разнесенных друг относительно друга на период $d = 0.748 \cdot \lambda = 24$ мм. Канавки обладают шириной, равной $a = 0.5 \cdot d = 12$ мм, и глубиной $h = 0.25 \cdot \lambda = 8$ мм, близкой к резонансному значению.

С использованием программного средства «CST Microwave Studio» методом конечных интегралов Вейланда выполнено полноволновое трехмерное моделирование макета АРПП (рисунок 2). Возбуждение раскрыва макета реализовано РЛУ на основе питаемого прямоугольным волноводом металлического рупора с гиперболической линзой в виде профилированного торца планарного ДВ. Ширина излучающего раскрыва, определяющего характерный размер РЛУ, составляет $3.4 \cdot \lambda = 110$ мм. ППР макета обладает длиной $52 \cdot \lambda \approx 1668$ мм и выполнена из алюминия. Продольный размер всей АРПП с учетом РЛУ составляет $60 \cdot \lambda \approx 1930$ мм.

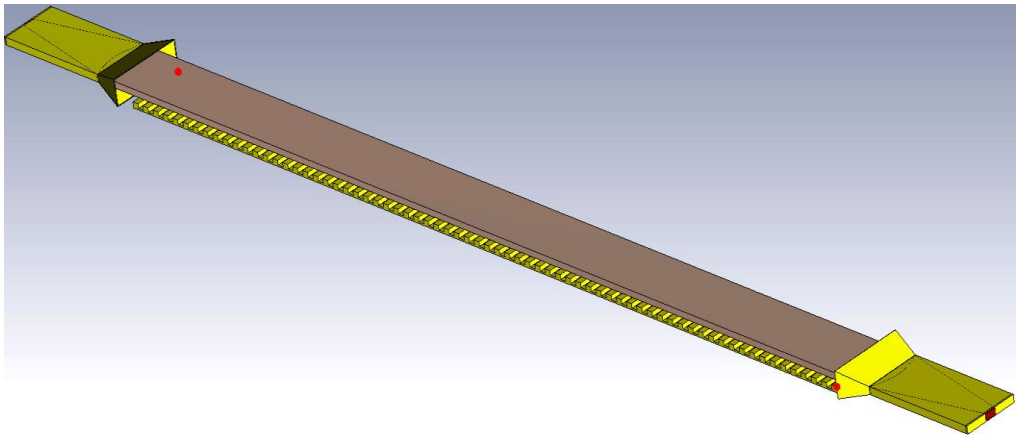


Рис. 2. Макет АРПП

В рабочей полосе частот от 9.3 до 9.4 ГГц коэффициент усиления макета АРПП, полученный в «CST Microwave Studio», составляет от 32.4 до 32.6 дБ. При этом КСВ антенны изменяется в пределах от 1.24 до 1.16. Эффективность АРПП, измеренная с учетом потерь в диэлектрике ДЛП и металле элементов ППР, как отношение мощности излучаемой волны к мощности волны, подводимой к РЛУ, составляет от 84.7 до 80.8 %. Совокупные потери мощности в АРПП не превышают 1 дБ, что свидетельствует о достигнутом прогрессе, так как излучающий раскрыв имеет длину около $52 \cdot \lambda$. Максимальный УБЛ веерной ДН антенны в *E*-плоскости не превышает «минус» 12.3 дБ. Ширина главного лепестка ДН в *E*-плоскости равна 1°, в ортогональной *H*-плоскости составляет 15°. Главный лепесток ДН отклонен от направления нормали к раскрыву на 9.8° и 8.8° соответственно. Поэтому на средней частоте 9.35 ГГц лепестки диаграммы, соответствующие крайним частотам диапазона (9.3 и 9.4 ГГц), частично перекрываются на уровне «минус» 3 дБ.

3. Методика модификации профиля раскрыва АРПП для минимизации уровня бокового излучения и ее реализация

Снижение уровня бокового излучения АРПП достигается за счет оптимизации амплитудного распределения на раскрыве. Оно для указанного типа антенн может быть трансформировано от исходного вида, близкого к экспоненциально спадающему типу, к распределению более подходящей формы, как минимум, двумя способами. Оба способа предполагают продольное изменение степени связи ДЛП с ППР. В первом случае это может быть достигнуто за счет продольного изменения расстояния между ДЛП и ППР. В наиболее продвинутых случаях расстояние между ДЛП и ППР является нетривиальной функцией продольной координаты [17,18]. Однако следует признать, что такой подход технологически более сложен. Во втором случае степень связи между ДЛП и ППР может регулироваться за счет продольного изменения глубины канавок. Глубина позволяет регулировать добротность глубинного резонанса основной моды канавки, формирующей ее отклик на волну возбуждения. В идеальном случае глубинное профилирование решетки – продольное изменение глубины канавок – предполагает индивидуальный подбор глубины каждой канавки [19-20], однако, возможен вариант придания глубинному профилю некоего правила, в соответствии с которым глубина канавок изменяется плавно, например, линейно убывает в направлении периферии ППР [21-23]. Требование плавности обусловлено минимизацией фазовых искажений в АРПП [24,25].

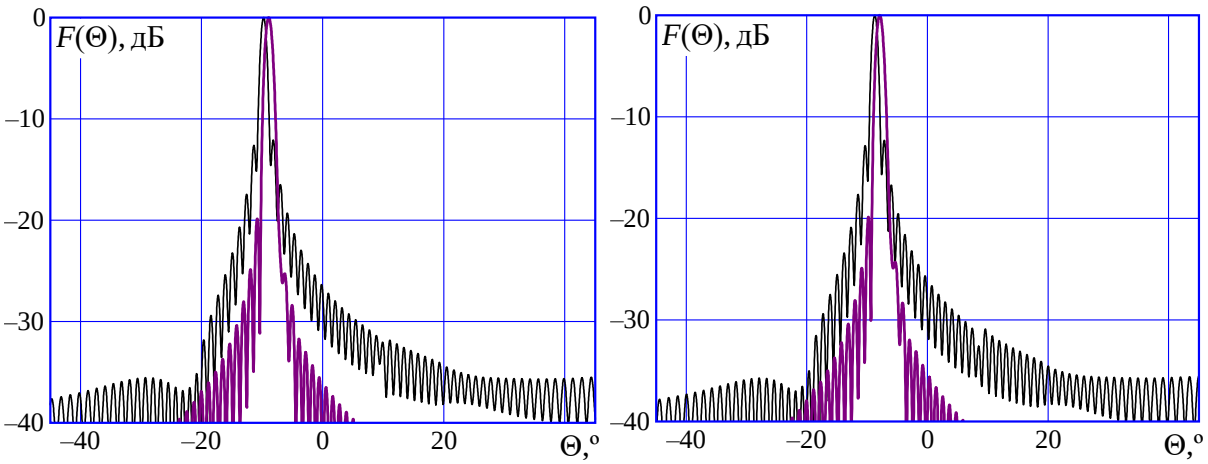
На основе уже имеющегося опыта разработки и оптимизации АРПП авторами предложено увеличивать глубину канавок ППР в направлении распространения возбуждающей раскрыв поверхностной волны ДВ. Заметим, что закономерность, которой должна подчиняться глубина канавок по мере взаимодействия с ними волны возбуждения не является очевидной [26]. Авторами принято решение взять за основу простую линейную закономерность изменения глубины канавок ППР: $h_{\mathrm{k}} = h_0 + \Delta h \cdot k / N$, где h_0, Δh – некоторые константы, k – номер канавки, $N = 69$ – общее число канавок.

Поиск констант, характеризующих глубинный профиль ППР, выполнен с использованием авторской численно-аналитической 2D-модели [27,28]. 2D-модель подразумевает замену трёхмерного раскрыва АРПП двухмерным сечением и базируется на строгом решении задачи возбуждения конечной ППР собственной волной ДВ *E*-типа. Задача дифракции поверхностной волны возбуждения ДВ на ППР с неоднородностями в виде канавок сведена к системе линейных алгебраических уравнений относительно комплексных амплитуд волноводных мод, возбуждающихся в канавках ППР, при условии представления поля над раскрывом в виде непрерывного Фурье-образа. ДН по мощности в *E*-плоскости определяется на основе вычисленных амплитуд волноводных мод. Вторичные параметры антенны, включая направление максимума излучения, ширину главного лепестка по половинной мощности, максимальный уровень боковых лепестков, КПД рассчитываются на основе полученной ДН.

Для автоматизации поиска констант, характеризующих глубинный профиль ППР, 2D-модель сопряжена с генетическим алгоритмом [29,30]. В качестве целевой функции взята зависимость максимального уровня боковых лепестков ДН от величины констант h_0 и Δh при фиксированных значениях всех прочих геометрических и диэлектрических параметров излучающего раскрыва на центральной частоте 9.35 ГГц. Целевая функция дополнена барьерными функциями, отбраковывающими решения оптимизационной задачи, приводящие к снижению расчетного КПД АРПП до величины, меньшей значения 90 %, и к расширению главного лепестка ДН в *E*-плоскости более чем на 20 %. Заметим, что снижение уровня бокового излучения при оптимизации амплитудного распределения на раскрыве антенной решетки неизбежно сопровождается расширением главного лепестка ДН.

Применительно к указанным параметрам раскрыва АРПП и заданному критерию оптимизации выяснено, что оптимальными значениями констант, определяющих глубинный профиль решетки, являются значения: $h_0 = \lambda/32 = 1$ мм и $\Delta h = 0.206 \cdot \lambda = 6.6$ мм. Глубина канавок ППР в продольном направлении должна линейно изменяться, начиная с $h_1 = 0.034 \cdot \lambda \approx 1.1$ мм и заканчивая значением $h_{69} = 0.237 \cdot \lambda \approx 7.6$ мм. При реализации выявленной закономерности изменения глубин канавок в продольном направлении расчетное значение максимального УБЛ на частотах 9.3 и 9.4 ГГц составляет уже «минус» 20 дБ. Ширина главного лепестка ДН в *E*-плоскости при этом равна 1.2°. Расчеты с использованием 2D-модели показывают, что вполне достижим и значительно меньший уровень бокового излучения, однако, при этом ширина главного лепестка ДН существенно возрастает. Установлено, что увеличение ширины главного лепестка ДН вызвано преимущественно проявляющимися фазовыми искажениями на раскрыве, приводящими к слиянию первых боковых лепестков с главным лепестком ДН, и в меньшей степени изменением в ходе оптимизации формы амплитудного распределения.

Расчетный КПД АРПП с учетом направленности только в *E*-плоскости составляет не менее 90 %. Полученные на основе 2D-модели диаграммы направленности АРПП на частотах 9.3 и 9.4 ГГц для случая ППР с оптимизированным глубинным профилем показаны на рис. 3 на фоне ДН антенны при отсутствии глубинного профилирования.



а) *б*)

Рис. 3. Расчётные ДН АРПП с профилированием на частотах: *а*) 9.3; *б*) 9.4 ГГц

Анализ ДН антенны на рис. 3 демонстрирует, что доля мощности, излучаемая антенной в пределах ширины главного лепестка, в процентах от подведенной мощности увеличилась примерно на (11 - 12) % соответственно. Последнее связано не столько с приростом КПД (на 2 - 5 %), сколько со снижением максимального УБЛ почти на 8 дБ.

Макет квазипериодической АРПП с профилированием ППР реализован в пакете «CST Microwave Studio». Выполнено полноволновое электромагнитное трехмерное моделирование макета АРПП. Его результаты в виде нормированных ДН макета в *E*-плоскости показаны на рис. 4.

Из ДН на рис. 4 и анализа вторичных показателей АРПП, полученных в ходе полноволнового моделирования, следует, что направления максимального излучения антенны на частотах 9.3 и 9.4 ГГц составляют «минус» 9 и 10° соответственно. Ширина ДН в *E*-плоскости практически не отличается от расчетных значений и составляет на обеих частотах 1.2°. Как и следовало ожидать, снижение максимального уровня бокового излучения за счет оптимизации амплитудного распределения на раскрыве привело к расширению главного лепестка ДН.

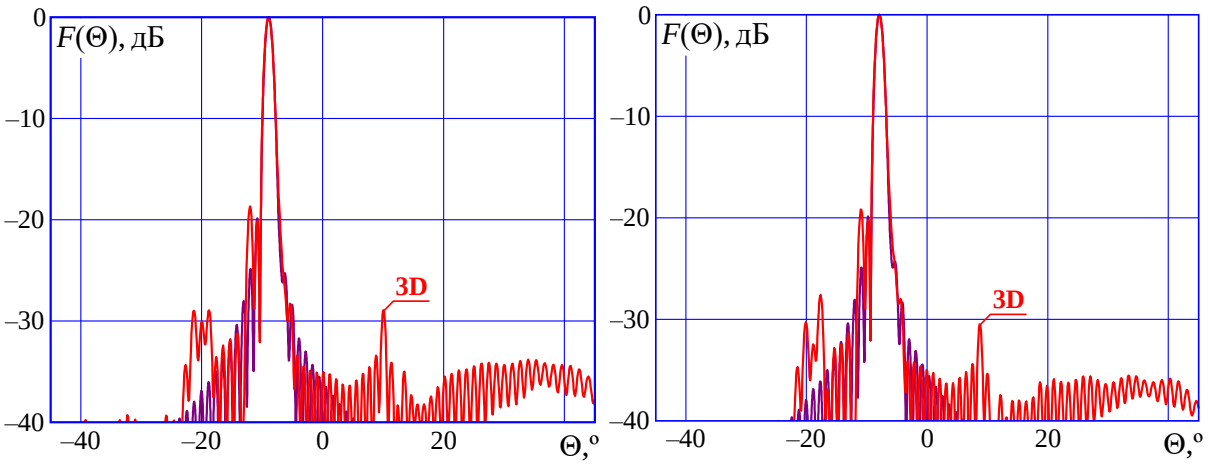


Рис. 4. ДН АРПП с профилированной решеткой, измеренные в «CST Microwave Studio» на частотах: *а*) 9.3; *б*) 9.4 ГГц

Измеренные значения максимального уровня бокового излучения АРПП на частотах 9.3 и 9.4 ГГц несколько превышают расчетную величину. Так, на частоте 9.3 ГГц максимальный УБЛ составляет 18.7 дБ, на частоте 9.4 ГГц – 19.2 дБ. Разница с расчетными значениями максимального уровня бокового излучения равна 1.3 и 0.6 дБ. Очевидно, ее наличие связано с ограничениями использованной 2D-модели, в частности, с невозможностью учета в ней влияния устройства возбуждения и конечных размеров излучающего раскрыва в *H*-плоскости на направленность излучения.

Измеренный с помощью «CST Microwave Studio» коэффициент усиления АРПП в диапазоне от 9.3 до 9.4 ГГц составляет от 31.7 до 31.8 дБ, что на 0.7 и 0.8 дБ хуже, чем при отсутствии профилирования ППР. Таким образом, снижение уровня бокового излучения АРПП на 6.4 и 6.9 дБ сопровождается ухудшением коэффициента усиления антенны на 0.7 и 0.8 дБ. Следует признать, что снижение коэффициента усиления является не столь значительным по сравнению с приростом помехозащищенности антенны по боковым лепесткам диаграммы направленности. Эффективность АРПП, определяемая в «CST Microwave Studio» с учетом потерь в излучающем раскрыве, составляет на частотах 9.3 и 9.4 ГГц примерно 89 %. КСВ антенны на указанных частотах равен 1.25 и 1.21 соответственно.

4. Заключение

Выполнена модификация излучающего раскрыва разработанной АРПП на основе ДЛП и ППР. Модификация заключалась в придании ППР неравномерного глубинного профиля. Выявлена оптимальная по критерию минимума уровня бокового излучения продольная зависимость глубины канавок ППР при условии ограничения степени расширения главного лепестка ДН. Установлено, что АРПП с излучающим раскрывом длиной $52{\cdot}\lambda$ на частотах 9.3–9.4 ГГц способна гарантировать коэффициент усиления не хуже 31.5 дБ при ширине ДН в *E*-плоскости, равной 1.2°, и уровне бокового излучения около «минус» 19 дБ.

Литература

1. Balanis C. A. Antenna theory: analysis and design. Hoboken: Wiley, 2016. – 1168 p.
2. Volakis J. L. Antenna engineering handbook. New York: McGraw-Hill Education, 2017. – 1056 p.
3. Хансен Р. С. Фазированные антенные решетки. М.: Техносфера, 2012. – 560 с.

4. Sarabandi K., Immoreev I. G. Survey of modern techniques for electronically scanned arrays // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2016, Vol. 64, No. 5. – Pp. 1673-1686.
5. Oliveri G., Bozzi M., Massa A. Reconfigurable smart antennas for wireless communications: recent advances and future trends // IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2019, Vol. 61, No. 2. – Pp. 23-34.
6. Mahajan R., Kumar V. Performance evaluation of mechanically rotating offset-fed dual-reflector antenna // IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2016, Vol. 10, No. 13. – Pp. 1427-1434.
7. Крюков Д. Ю., Останков А. В., Пастернак Ю. Г. Высоконаправленная линейная периодическая антенна вытекающей волны // Радиолокация, навигация, связь: сб. тр. XXX Междунар. науч.-техн. конф. Воронеж: Издат. дом ВГУ, 2024, Т. 4. – С. 1-10.
8. Крюков Д. Ю., Останков А. В., Щетинин Н. Н. Линейная антенна вытекающей волны с узкой диаграммой направленности // Вестник Воронежского института ФСИН России, 2026, № 1. – С. 9-18.
9. Крюков Д. Ю., Останков А. В., Щетинин Н. Н. Антенная решетка с последовательным питанием и веерной диаграммой направленности // Радиолокация, навигация, связь: сб. тр. XXXII Междунар. науч.-техн. конф. Воронеж: Издат. дом ВГУ, 2026, Т. 4. – С. 19-28.
10. Банков С. Е. Антенные решетки с последовательным питанием. М.: Физматлит, 2013. – 416 с.
11. Евдокимов А. П. Антенны дифракционного излучения // Физические основы приборостроения, 2013, Т. 2, № 1(6). – С. 108-125.
12. Седельников Ю. Е., Олейник Е. Ю., Шаабан М. Линейные антенные решетки КВЧ диапазона на диэлектрических волноводах // Журнал радиоэлектроники, 2018, № 8. – С. 8.
13. Останков А. В. Интегрированная линейная антенна вытекающей волны с большим коэффициентом усиления / А. В. Останков, А. Ю. Чернышев, Д. Ю. Крюков, Ю. Е. Калинин // Радиотехника, 2024, Т. 88, № 7. – С. 64-67.
14. Munawar H. S. Applications of leaky-wave antennas: A review // International Journal of Wireless and Microwave Technologies, 2020, Vol. 10, No. 3. – Pp. 56-62.
15. Останков А. В., Щетинин Н. Н., Чернышев А. Ю. Линейная периодическая антенна вытекающей волны с высокой направленностью // Вестник Воронежского института ФСИН России, 2024, № 3. – С. 9-13.
16. Melezhik P. N. Planar antenna with diffraction radiation for radar complex of millimeter band / P. N. Melezhik, Y. B. Sidorenko, S. A. Provalov et al. // Radioelectronics and Communications Systems, 2010, Vol. 53, No. 5. – Pp. 233-240.
17. Крюков Д. Ю. Улучшение показателей направленности антенны дифракционного излучения методом вариации профиля излучающего раскрыва / Д. Ю. Крюков, А. В. Останков, А. Ю. Чернышев, С. Ю. Дашян // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2022, Т. 18, № 1. – С. 79-90.
18. Крюков Д. Ю. Подходы к вариации профиля излучающего раскрыва антенны вытекающей волны дифракционного типа для улучшения характеристик направленности / Д. Ю. Крюков, А. В. Останков, С. А. Антипов, К. А. Разинкин // Радиотехника, 2022, Т. 86, № 7. – С. 25-32.
19. Ostankov A. Digital simulation of electromagnetic wave diffraction by a rectangular groove in a conducting screen / A. Ostankov, A. Rud, A. Salnikova et al. // AIP conference proceedings: proc. IV Int. Conf. on modernization, innovations, progress: Advanced Technologies in Material Science, Mechanical and Automation Engineering: Engineering-IV-2022, Vol. 3021, 2024. – Pp. 060024.

20. San K. M. Special shape directional pattern synthesis based on antenna with a comb reflector / K. M. San, A. Salnikova, A. Ostankov et al. // 2021 6th International Conference on Frontiers of Signal Processing, ICFSP 2021: 6, Paris, 2021. – Pp. 33-36.
21. Останков А. В. Электродинамические модели резонансных гребенчатых структур для анализа и синтеза высокоэффективных дифракционных антенн: дисс. на соискание ученой степени д.т.н. Воронеж, 2011. – 421 с.
22. Останков А. В. Синтез излучающего гребенчатого раскрыва антенны вытекающей волны // Радиотехника, 2012, № 2. – С. 38-44.
23. Калинин Ю. Е., Останков А. В. Расчет частотно-сканирующей антенны дифракционного излучения // Радиотехника, 2014, № 3. – С. 83-87.
24. Стешенко С. А. Синтез антенны вытекающих волн по заданному распределению на апертуре // Радиофизика и радиоастрономия, 2013, № 4. – С. 373-380.
25. Крюков Д. Ю., Останков А. В. Коррекция фазовых искажений в периодической антенне вытекающей волны с неравномерным профилем распределительно-излучающей системы // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2024, Т. 20, № 1. – С. 61-68.
26. Останков А. В., Юдин В. И. Синтез гребенчатого полотна антенны вытекающей волны с заданным направлением излучения и максимальной эффективностью // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2011, Т. 7, № 5. – С. 157-161.
27. Останков А. В. Математическая модель дифракции волны на конечной металлодиэлектрической гребенке для проектирования антенн вытекающей волны // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2009, Т. 5, № 7. – С. 89-91.
28. Останков А. В. Одномодовое приближение в задаче синтеза диэлектрической антенны вытекающей волны / А. В. Останков, С. А. Останков, Г. В. Литвинов и др. // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2022, Т. 18, № 4. – С. 77-85.
29. Chernoyarov O. V. A simple method for increasing the equal-amplitude non-uniform linear thinned array directivity / O. V. Chernoyarov, A. V. Salnikova, I. A. Kirpicheva, A. V. Ostankov // 2019 5th International Conference on Frontiers of Signal Processing, ICFSP 2019 : 5, Marseille, 2019. – Pp. 117-120.
30. Ostankov A. Synthesizing the sector directional pattern with improved quality indicators / A. Ostankov, A. Nechaev, S. Dachian et al. // 2022 ELEKTRO (ELEKTRO), Krakow, Poland: IEEE, 2022. – Pp. 1-5.

REFERENCES

1. Balanis, C. A. Antenna theory: analysis and design. Hoboken: Wiley, 2016. – 1168 p.
2. Volakis, J. L. Antenna engineering handbook. New York: McGraw-Hill Education, 2017. – 1056 p.
3. Hansen, R. S. Phased antenna arrays. Moscow: Tekhnosfera, 2012. – 560 p.
4. Sarabandi, K., Immoreev, I. G. Survey of modern techniques for electronically scanned arrays // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2016, Vol. 64, No. 5. – Pp. 1673-1686.
5. Oliveri, G., Bozzi, M., Massa, A. Reconfigurable smart antennas for wireless communications: recent advances and future trends // IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2019, Vol. 61, No. 2. – Pp. 23-34.
6. Mahajan, R., Kumar, V. Performance evaluation of mechanically rotating offset-fed dual-reflector antenna // IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2016, Vol. 10, No. 13. – Pp. 1427-1434.

7. Kryukov, D. Yu., Ostankov, A. V., Pasternak, Yu. G. Highly directional linear periodic leaky-wave antenna // Radar, navigation, communication: Coll. proc. XXX Int. scientific-technical conf. Voronezh: Voronezh State University Publishing House, 2024, No. 4. – Pp. 1-10.
8. Kryukov, D. Yu., Ostankov, A. V., Shchetinin, N. N. Linear leaky-wave antenna with a narrow radiation pattern // Bulletin of the Voronezh Institute of the Federal Penitentiary Service of Russia, 2026, No. 1. – Pp. 9-18.
9. Kryukov, D. Yu., Ostankov, A. V., Shchetinin, N. N. Antenna array with a series feed and a fan radiation pattern // Radar, navigation, communication: Coll. proc. XXXII Int. scientific-technical conf. Voronezh: Voronezh State University Publishing House, 2026, No. 4. – Pp. 9-18.
10. Bankov, S. E. Antenna arrays with a series feed. Moscow: Fizmatlit, 2013. – 416 p.
11. Evdokimov, A. P. Diffraction radiation antennas // Physical Foundations of Instrument Making, 2013, Vol. 2, No. 1(6). – Pp. 108-125.
12. Sedelnikov, Yu. E., Oleinik, E. Yu., Shaaban, M. Linear Antenna arrays of the UHF range on dielectric waveguides // Journal of Radio Electronics, 2018, No. 8. – Pp. 8.
13. Ostankov, A. V. Integrated linear leaky wave antenna with high gain / A. V. Ostankov, A. Yu. Chernyshev, D. Yu. Kryukov, Yu. E. Kalinin // Radioengineering, 2024, Vol. 88, No. 7. – Pp. 64-67.
14. Munawar, H. S. Applications of leaky-wave antennas: A review // International Journal of Wireless and Microwave Technologies, 2020, Vol. 10, No. 3. – Pp. 56-62.
15. Ostankov, A. V., Shchetinin, N. N., Chernyshev, A. Yu. Linear periodic leaky-wave antenna with high directivity // Bulletin of the Voronezh Institute of the Federal Penitentiary Service of Russia, 2024, No. 3. – Pp. 9-13.
16. Melezhik, P. N. Planar antenna with diffraction radiation for radar complex of millimeter band / P. N. Melezhik, Y. B. Sidorenko, S. A. Provalov et al. // Radioelectronics and Communications Systems, 2010, Vol. 53, No. 5. – Pp. 233-240.
17. Kryukov, D. Yu. Improving the directivity of a diffraction-like antenna by varying the radiating aperture profile / D. Yu. Kryukov, A. V. Ostankov, A. Yu. Chernyshev, S. Yu. Dashyan // Bulletin of the Voronezh State Technical University, 2022, Vol. 18, No. 1. – Pp. 79-90.
18. Kryukov, D. Yu. Approaches to varying the radiating aperture profile of a diffraction-like leaky-wave antenna to improve the directivity characteristics / D. Yu. Kryukov, A. V. Ostankov, S. A. Antipov, K. A. Razinkin // Radioengineering, 2022, Vol. 86, No. 7. – Pp. 25-32.
19. Ostankov, A. Digital simulation of electromagnetic wave diffraction by a rectangular groove in a conducting screen / A. Ostankov, A. Rud, A. Salnikova et al. // AIP conference proceedings: proc. IV Int. Conf. on modernization, innovations, progress: Advanced Technologies in Material Science, Mechanical and Automation Engineering: Engineering-IV-2022, Vol. 3021, 2024. – Pp. 060024.
20. San, K. M. Special shape directional pattern synthesis based on an antenna with a comb reflector / K. M. San, A. Salnikova, A. Ostankov et al. // 2021 6th International Conference on Frontiers of Signal Processing, ICFSP 2021: 6, Paris, 2021. – Pp. 33-36.
21. Ostankov, A. V. Electrodynamic models of resonant comb structures for the analysis and synthesis of highly efficient diffraction antennas: Diss. for the degree of Doctor of Engineering Sciences. Voronezh, 2011. – 421 p.
22. Ostankov, A. V. Synthesis of a radiating comb aperture of a leaky-wave antenna // Radioengineering, 2012, No. 2. – Pp. 38-44.
23. Kalinin, Yu. E., Ostankov, A. V. Calculation of a frequency-scanning diffraction radiation antenna // Radioengineering, 2014, No. 3. – Pp. 83-87.

24. Steshenko, S. A. Synthesis of a leaky-wave antenna based on a given distribution on the aperture // Radio Physics and Radio Astronomy, 2013, No. 4. – Pp. 373-380.
25. Kryukov, D. Yu., Ostankov, A. V. Correction of phase distortions in a periodic leaky-wave antenna with a non-uniform profile of the distribution-radiating system // Bulletin of the Voronezh State Technical University, 2024, Vol. 20, No. 1. – Pp. 61-68.
26. Ostankov, A. V., Yudin, V. I. Synthesis of a comb sheet of a leaky-wave antenna with a given radiation direction and maximum efficiency // Bulletin of the Voronezh State Technical University, 2011, Vol. 7, No. 5. – Pp. 157-161.
27. Ostankov, A. V. Mathematical model of wave diffraction on a finite metal-dielectric comb for designing leaky-wave antennas // Bulletin of the Voronezh State Technical University, 2009, Vol. 5, No. 7. – Pp. 89-91.
28. Ostankov, A. V. Single-mode approximation in the problem of synthesis of a dielectric leaky-wave antenna / A. V. Ostankov, S. A. Ostankov, G. V. Litvinov et al. // Bulletin of the Voronezh State Technical University, 2022, Vol. 18, No. 4. – Pp. 77-85.
29. Chernoyarov, O. V. A simple method for increasing the equal-amplitude non-uniform linear thinned array directivity / O. V. Chernoyarov, A. V. Salnikova, I. A. Kirpicheva, A. V. Ostankov // 2019 5th International Conference on Frontiers of Signal Processing, ICFSP 2019: 5, Marseille, 2019. – Pp. 117-120.
30. Ostankov, A. V. Synthesizing the sector directional pattern with improved quality indicators / A. Ostankov, A. Nechaev, S. Dachian et al. // 2022 ELEKTRO (ELEKTRO), Krakow, Poland: IEEE, 2022. – Pp. 1-5.

ОПТИМИЗАЦИЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ МОДУЛЯ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ МЕТОДАМИ ЭВОЛЮЦИОННЫХ ВЫЧИСЛЕНИЙ

Е. А. Самойленко[1], Ю. С. Русов[2]

[1]АО «РАТЕП», Серпухов, Россия
[2]МГТУ им. Н. Э. Баумана, Москва, Россия

Аннотация. Статья посвящена применению генетического алгоритма для решения задачи многокритериальной оптимизации базового модуля фазированной антенной решетки (ФАР) для перспективных модульных антенных систем радиолокационных станций. Сформулирована целевая функция (функция приспособленности), комплексно учитывающая требования по коэффициенту усиления, ширине диаграммы направленности в двух основных плоскостях и уровню боковых лепестков, а также ограничение на отсутствие дифракционных максимумов в заданном секторе электрического сканирования луча. Методика апробирована для случая проектирования модуля ФАР Ku-диапазона с гексагональной сеткой расположения излучателей. Показано, что применение генетического алгоритма позволяет за приемлемое время получить рациональный набор геометрических параметров, обеспечивающий выполнение комплекса противоречивых требований, и формализовать процесс принятия проектных решений на ранних стадиях разработки.

Ключевые слова: фазированная антенная решетка; модуль ФАР; генетический алгоритм; многокритериальная оптимизация.

OPTIMIZATION OF A PHASED ARRAY ANTENNA MODULE GEOMETRICAL PARAMETERS BY EVOLUTIONARY COMPUTING METHODS

E. A. Samoylenko[1], Yu. S. Rusov[2]

[1]AO «RATEP», Serpukhov, Russia
[2]Bauman Moscow State Technical University (BMSTU), Moscow, Russia

Abstract. This paper discusses the use of a genetic algorithm for multi-criteria optimization of a basic phased array antenna (PAA) module for advanced modular antenna systems of radar stations. A target function (fitness function) is formulated that comprehensively considers requirements for gain, beamwidth in two primary planes, and sidelobe level, as well as the constraint of the absence of diffraction maxima in a given beam electrical scanning sector. The methodology is tested for the design of a Ku-band PAA module with a hexagonal array of emitters. It is demonstrated that the use of a genetic algorithm allows for a rational set of geometric parameters to be obtained in a reasonable time, satisfying a complex set of conflicting requirements, and formalizing the design decision-making process in the early stages of development.

Keywords: phased array antenna; PAA module; genetic algorithm; multi-criteria optimization.

1. Введение

Эволюция архитектур радиолокационных станций (РЛС) в сторону повышения многофункциональности, помехозащищенности и адаптивности обуславливает переход от классических антенных систем с пространственным возбуждением к модульному

принципу построения на основе проходных приемо-передающих модулей фазированных антенных решеток (ФАР) [1, 2]. В такой концепции крупногабаритная апертура формируется из массива идентичных функционально законченных модулей, каждый из которых представляет собой многоэлементную ФАР с собственной волноводной системой распределения [3]. Данный подход обеспечивает существенные эксплуатационные преимущества: высокую ремонтопригодность, возможность реализации цифрового диаграммообразования и MIMO-режимов (Multiple Input Multiple Output), а также гибкое управление амплитудно-фазовым распределением в раскрыве антенной системы в целом [4, 5].

Эффективность всей модульной антенной системы определяется характеристиками ее элементарной ячейки – базового модуля ФАР. Его проектирование представляет собой типичную задачу многокритериальной оптимизации в условиях противоречивых требований и жестких ограничений. Необходимо одновременно обеспечить:

– заданный коэффициент усиления G_{req};
– требуемую ширину главного лепестка диаграммы направленности (ДН) по уровню половинной мощности $HPBW_{req}$ в двух главных плоскостях;
– заданный уровень боковых лепестков (УБЛ) SLL_{req};
– отсутствие дифракционных максимумов в ДН при электрическом сканировании луча во всем требуемом секторе Θ_{scan}.

Традиционные подходы, основанные на аналитических формулах для оценочных расчетов и последующем параметрическом анализе в электродинамических симуляторах, являются трудоемкими и не гарантируют нахождения удовлетворительного компромисса в многомерном пространстве проектных переменных. В этой связи актуальным является применение методов глобальной оптимизации таких систем.

Целью настоящей работы является разработка и исследование методики оптимизации геометрических параметров модуля ФАР с использованием генетического алгоритма (ГА). Для этого решаются следующие задачи.

1. Формализация целевой функции $F(\bar{x})$, учитывающей частные критерии и ограничения.
2. Реализация генетического алгоритма для оптимизации вектора параметров $\bar{x} = [N_x, N_y, {}^{d}/_{\lambda}]^T$.

2. Постановка задачи и математическая модель

Рассматривается плоский раскрыв модуля ФАР с гексагональной либо прямоугольной сеткой расположения элементов. Раскрыв состоит из $N_x \times N_y$ идентичных излучателей, расположенных с постоянным шагом d_x вдоль оси OX и d_y вдоль оси OY. Для гексагональной сетки выполняется соотношение $d_y = d_x \frac{\sqrt{3}}{2}$, а излучатели в соседних строках смещены на половину шага.

Вектор проектных переменных задается в виде

$$\bar{x} = [x_1, x_2, x_3]^T = [N_x, N_y, {}^{d}/_{\lambda}]^T,$$

где $N_x,\ N_y \in \mathbb{N}$ – количество элементов вдоль двух координатных осей; $d = d_x$ – шаг решетки, нормированный к длине волны λ на центральной частоте f_0; $x_1, x_2, x_3 \in \mathbb{R}$.

Область поиска задается ограничениями:

$$N_{xmin} \le N_x \le N_{xmax},\ N_{ymin} \le N_y \le N_{ymax},\ {}^{d_{min}}/_{\lambda} \le {}^{d}/_{\lambda} \le {}^{d_{max}}/_{\lambda}.$$

Требования к модулю формализуются в виде целевой функции $F(\bar{x})$, подлежащей минимизации. Функция строится как взвешенная сумма штрафов за отклонение рассчитанных характеристик от требуемых:

$$F(\bar{x}) = w_G \cdot \Delta G(\bar{x}) + w_H \cdot \Delta H(\bar{x}) + w_S \cdot \Delta S(\bar{x}) + w_A \cdot \Delta A(\bar{x}) + P_{gl}(\bar{x}),$$

где:

$\Delta G(\bar{x}) = \left|\frac{G_{calc}(\bar{x}) - G_{req}}{G_{req}}\right|$ – относительное отклонение коэффициента усиления;

$\Delta H(\bar{x}) = \left|\frac{HPBW_{az}(\bar{x}) - HPBW_{az,req}}{HPBW_{az,req}}\right| + \left|\frac{HPBW_{el}(\bar{x}) - HPBW_{el,req}}{HPBW_{el,req}}\right|$ – относительное отклонение ширины главного лепестка ДН в азимутальной и угломестной плоскостях;

$\Delta S(\bar{x}) = \left|\frac{SLL_{calc} - SLL_{req}}{SLL_{req}}\right|$ – относительное отклонение УБЛ ДН, учитывающее выбранный тип амплитудного распределения W;

$A(\bar{x}) = \frac{|N_x - N_y|}{\max(N_x, N_y)}$ – штраф за асимметрию раскрыва (поощряет квадратную форму для упрощения интеграции модулей в массив);

$P_{gl}(\bar{x})$ – большой фиксированный штраф, если для шага d и сектора сканирования Θ_{scan} нарушается условие отсутствия дифракционных лепестков:

$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{1}{1+\sin\Theta_{скан}}$ – для прямоугольной сетки,

$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{2/\sqrt{3}}{1+\sin\Theta_{скан}}$ – для гексагональной сетки.

Коэффициенты w_G, w_H, w_S, w_A определяют важность каждого критерия и удовлетворяют условию $\sum w_i = 1$.

Для быстрой оценки G_{calc}, $HPBW$ и SLL в рамках ГА используется упрощенная аналитико-статистическая модель.

Коэффициент усиления с учетом КПД антенны η оценивается по формуле:

$$G_{calc}(\text{дБ}) = 10log_{10}(N_x \cdot N_y) + G_{el} + 10log_{10}(\eta),$$

где G_{el} – коэффициент усиления одного излучателя антенной решетки.

Ширина главного лепестка ДН оценивается через эффективные размеры раскрыва с учетом амплитудного распределения W:

$$HPBWaz = \alpha\frac{\lambda}{L_{y,eff}}, HPBWel = \alpha\frac{\lambda}{L_{x,eff}},$$

где α – коэффициент, зависящий от амплитудного распределения W (например, ~0,88 для равномерного или ~1,3 для косинус-квадратичного); $L_{x,eff} = (N_x - 1)d_x\xi_x$; $L_{y,eff} = (N_y - 1)d_y\xi_y; \xi_{xy} \in (0,1]$ – коэффициенты, учитывающие уменьшение эффективной апертуры из-за спада амплитуды W к краям раскрыва антенны.

Ожидаемый УБЛ задается с учетом выбранного амплитудного распределения W.

3. Реализация генетического алгоритма и результаты расчетов

Предлагаемый алгоритм реализован в среде MATLAB и использует встроенный решатель ga. Параметры ГА: размер популяции – 80 особей, максимальное число поколений – 200, вероятность кроссовера – 0,8, вероятность мутации – адаптивная.

Работоспособность алгоритма подтверждена на примере модуля ФАР Ku-диапазона частот при следующих исходных данных:

– $\lambda \approx 0{,}02$ м;
– $G_{req} = 26{,}5$ дБ;
– $HPBW_{az,req} = 4{,}4°$; $HPBW_{el,req} = 4{,}5°$;
– $SLL_{req} = -13{,}2$ дБ;
– $\Theta_{scan} = \pm 60°$;
– сетка: гексагональная;
– $G_{el} = 2$ дБ;
– $w_G = 0{,}25,\ w_H = 0{,}25,\ w_S = 0{,}3,\ w_A = 0{,}2;$

– область поиска: $N_x, N_y \in [10;\ 50]; d/\lambda \in [0{,}5;\ 0{,}7]$.

В результате работы генетического алгоритма за 55 поколений получено решение:

$$\overline{x_{opt}} = [N_x = 20, N_y = 24, {}^{d}/_{\lambda} = 0{,}57]^T.$$

Для данного решения алгоритм адаптивно выбрал равномерное амплитудное распределение, так как его ожидаемый УБЛ (-13,2 дБ) в точности соответствует требованию.

Расчетные характеристики для $\overline{x_{opt}}$:

– G_{calc} =27,3 дБ (требование 26,5 дБ **выполнено**);

– $HPBW_{az}$=4,4°; $HPBW_{el}$=4,2° (требования 4,4° и 4,5° **выполнены с незначительным отклонением**);

– значение целевой функции $F(\overline{x_{opt}}) = 10{,}0511$.

На рисунке 1 показана динамика сходимости ГА — монотонное уменьшение наилучшего значения целевой функции от поколения к поколению. На рисунке 2 приведены параметры модуля ФАР, а на рисунке 3 – рассчитанные нормированные ДН в азимутальной и угломестной плоскостях для оптимальной конфигурации, на которых отмечены ширина главного лепестка ДН по уровню -3 дБ и требуемый уровень боковых лепестков.

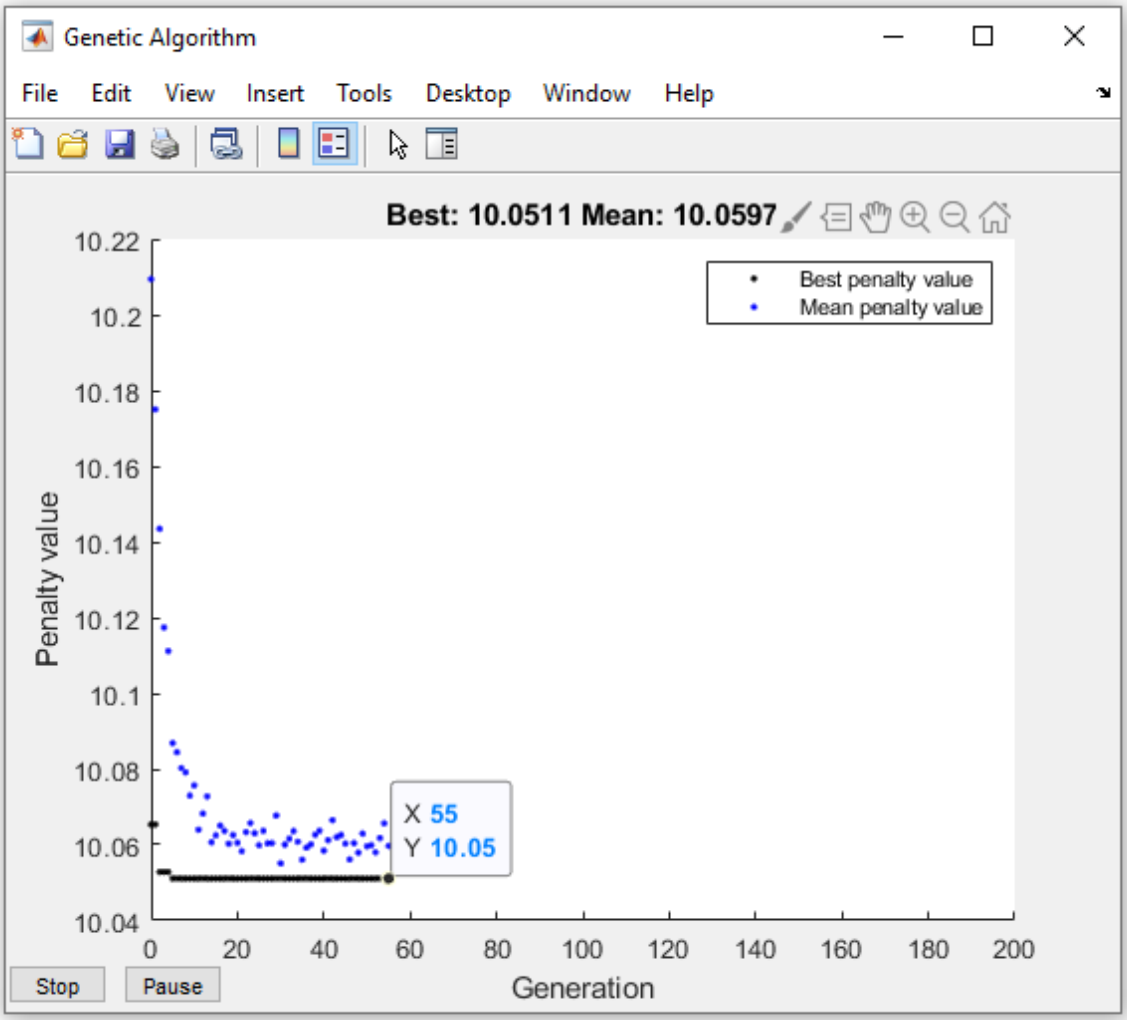


Рис. 1. Динамика сходимости ГА.

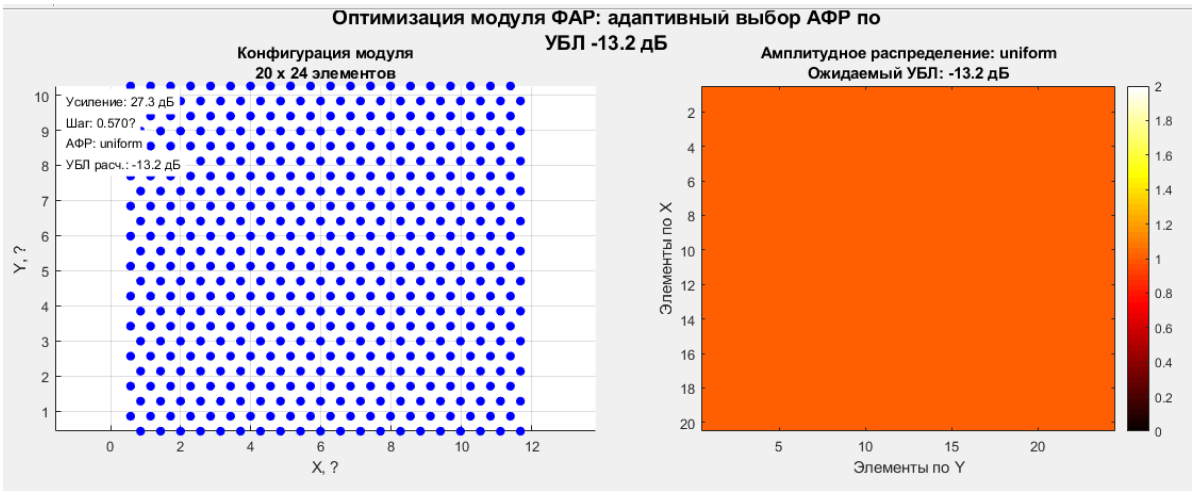


Рис. 2. Параметры модуля ФАР после применения предлагаемого решения.

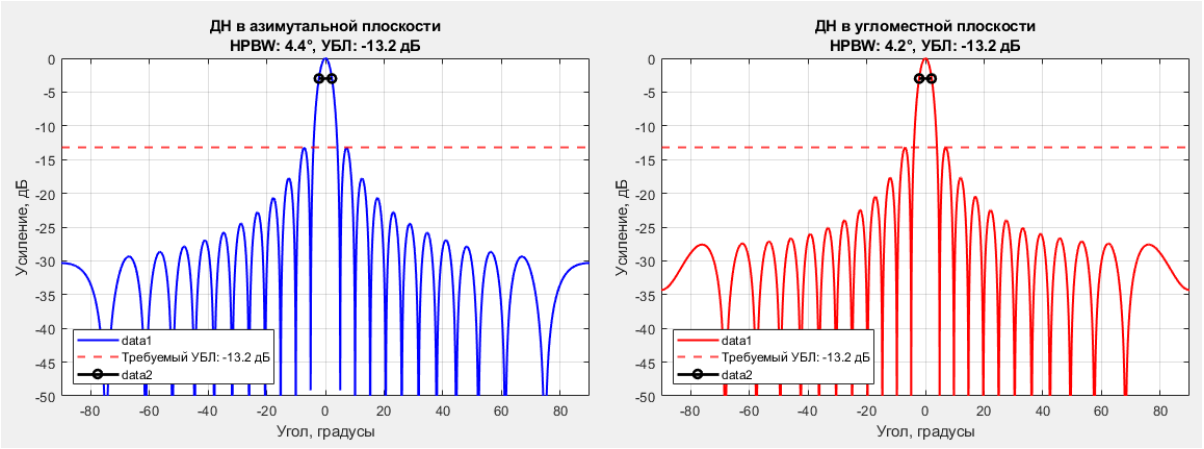


Рис. 3. Расчетные ДН ФАР после применения предлагаемого решения.

Ограничением использованной модели является оценочный характер расчетов ширины главного лепестка ДН и УБЛ антенны. Для финального проектирования требуется верификация результатов электродинамическим моделированием в специализированном программном обеспечении. Однако на этапе предварительного проектирования и поиска рациональной области параметров приведенная модель может обеспечить приемлемую точность.

4. Заключение

Разработанная модель является эффективным инструментом для параметрического исследования, формализации и ускорения процесса принятия проектных решений на ранних стадиях разработки модульных антенных систем перспективных радиолокационных комплексов. Методика позволяет в автоматизированном режиме находить удовлетворительные проектные решения, обеспечивающие заданные требования по коэффициенту усиления, ширине главного лепестка и уровню боковых лепестков ДН антенны. Применение предлагаемой методики способствует снижению временных затрат при проектировании модульных антенных систем.

Литература

1. Самойленко Е. А., Голубцов М. Е., Будкин А. А., Русов Ю. С. Модуль приемо-передающей фазированной антенной решетки с равноамплитудной системой распределения // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXXI Международной научно-технической конференции. Воронеж, 15–17 апреля 2025 г. В 6 т. Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2025, Т. 5. - С. 80-89.
2. Herd, J. S. and Conway, M. D. The Evolution to Modern Phased Array Architectures // Proceedings of the IEEE, March 2016, Vol. 104, No. 3. - Pp. 519-529. DOI: 10.1109/JPROC.2015.2494879.
3. Русов Ю. С., Некрасов Е. Г. Исследование характеристик модульных фазированных антенных решеток // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XIX Международной научно-технической конференции. Воронеж, 16–18 апреля 2013 г. В 3 т. Воронеж: НПФ «САКВОЕЕ» ООО, 2013, Т. 2. - С. 1038-1042.
4. Tahcfulloh, S. Phased-MIMO Antenna Arrays of Radar System in Detection Performance // 2020 IEEE International Conference on Communication, Networks and Satellite (Comnetsat), Batam, Indonesia, 2020. - Pp. 117-120. DOI: 10.1109/Comnetsat50391.2020.9328962.
5. Артемов М. Л., Афанасьев О. В., Сличенко М. П. Направления совершенствования характеристик перспективных антенных систем // Радиотехника, 2023, Т. 86, № 5. - С. 184-198. DOI: 10.18127/j00338486-202305-196.

References

1. Samoylenko E. A., Golubtsov M. E., Budkin A. A., Rusov Yu. S. Module of a Receiving and Transmitting Phased Array Antenna with an Equal-amplitude Distribution System // Radar, Navigation, Communications: Proceedings of the XXXI International Scientific and Technical Conference. Voronezh, April 15–17, 2025. In 6 volumes. Voronezh: VSU Publishing House, 2025, Vol. 5. - Pp. 80-89.
2. Herd, J. S. and Conway, M. D. The Evolution to Modern Phased Array Architectures // Proceedings of the IEEE, March 2016, Vol. 104, No. 3. - Pp. 519-529. DOI: 10.1109/JPROC.2015.2494879.
3. Rusov Yu. S., Nekrasov E. G. Research of Modular Phased Antenna Arrays Characteristics // Radar, Navigation, Communications: Proceedings of the XIX International Scientific and Technical Conference. Voronezh, April 16–18, 2013. In 3 volumes. Voronezh: NPF SAKVOEE LLC, 2013, Vol. 2. - Pp. 1038-1042.
4. Tahcfulloh, S. Phased-MIMO Antenna Arrays of Radar System in Detection Performance // 2020 IEEE International Conference on Communication, Networks and Satellite (Comnetsat), Batam, Indonesia, 2020. - Pp. 117-120. DOI: 10.1109/Comnetsat50391.2020.9328962.
5. Artemov, M. L., Afanasev, O. V., Slichenko, M. P. Directions for Improving the Characteristics of Advanced Antenna Systems // Radiotekhnika, 2023, Vol. 86. No. 5. - Pp. 184-198. DOI: 10.18127/j00338486-202305-196. (In Russian)

ОЦЕНКА ДАЛЬНОСТИ РАДИОСВЯЗИ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ ЭКСПЛУАТАЦИОННЫХ СЦЕНАРИЯХ РАБОТЫ

Ж. В. Шапошникова, Н. О. Левенков, А.В. Исаев

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. Расчёт дальности радиосвязи в условиях воздействия помех, в том числе преднамеренных, при различных условиях размещения.

Ключевые слова: дальность радиосвязи; уровень преднамеренных помех; модель распространения радиоволн.

ASSESSMENT OF RADIO COMMUNICATION RANGE UNDER VARIOUS OPERATIONAL SCENARIOS

Z. V. Shaposhnikova, N. O. Levenkov, A.V. Isaev

Joint Stock Company “Concern “Sozvezdie” Voronezh, Russian Federation

Abstract. Calculation of radio communication range under interference conditions, including intentional ones, in different operational conditions

Keywords: radio communication range; level jamming; model radio wave propagation.

1. Введение

Определение характеристик радиоканала является актуальным в практических задачах планирования и развертывания систем («земля-земля», «земля–воздух», «воздух-воздух») беспроводной передачи информации. Решение данной проблемы связано с определением предельной дальности радиосвязи при оптимизации выбора мест размещения приемопередающей аппаратуры.

Математическая модель для расчета дальности является удобным и эффективным инструментом анализа характеристик систем радиосвязи.

Одной из основных задач системы радиосвязи является обеспечение эффективного функционирования на заданных расстояниях с заданным качеством и скоростью передачи информации как при отсутствии, так и при наличии преднамеренных помех [1].

Для осуществления радиосвязи должно быть обеспечено превышение сигнала над помехами в условиях воздействия различных помех (том числе преднамеренных и имеющих заградительный характер).

Цель работы – расчёт дальности в зависимости от характеристик системы радиосвязи и уровня преднамеренных помех.

2. Расчёт уровня преднамеренных (заградительных) помех

При определении уровня помехи в месте расположения приемного устройства необходимо учитывать, что в современных условиях источники помех расположены, как правило, на воздушных носителях. В этих случаях из предложенных моделей для определения уровня напряженности поля помех можно использовать следующие модели:

– для случая, когда один или оба корреспондента расположены над землей («воздух – земля», «воздух-воздух»), используется модель Корсунского [2]. Методика применима для расстояний, не превышающих прямую видимость, т.е. для случая плоской земли.

Значение напряженности поля помехи в месте приема («воздух-земля») определяется на основе формулы:

$$E_П = \frac{4{,}74 \cdot 10^3 \cdot 0{,}3}{L_П} \cdot \sqrt{\rho \cdot \Delta f} \cdot \left[1 - \left(\frac{H_П}{L_П} \right)^2 \right], \quad (1)$$

где $E_П$ – значение напряженности поля помехи, мкВ/м; $L_П$ – дальность до источника помех, км; ρ – плотность помехи, Вт/МГц; $H_П$ – высота полета источника помех, км.

Уровень помехи $U_П$ на входе приемника определяется через напряженность поля помехи и действующую высоту антенны и рассчитывается по формуле :

$$U_П = \frac{1}{2} * E_П * l_Д, \quad (2)$$

где $E_П$ – значение напряженности поля помехи, мкВ/м;

$$U_П = 20{,}67 * \frac{\lambda}{L_П} * \left[1 - \left(\frac{H_П}{L_П} \right)^2 \right] \sqrt{\rho * \Delta f * R_a * \eta}, \quad (3)$$

Уровень помехи на входе приемника с учетом внутренних шумов самого приемника определяется по формуле (4):

$$U_П^1 = \sqrt{U_П{}^2 + \left(\frac{Uч}{N} \right)^2}, \quad (4)$$

где $U_П^1$ – уровень помехи с учетом внутренних шумов приемника, мкВ;

Uч – чувствительность приемника, мкВ,

N – соотношение сигнал/шум на входе приемного устройства, необходимое для требуемой достоверности принимаемой информации.

Формула (1) приведена с учетом пересчета плотности помехи в полосу принимаемого сигнала. Выражение в скобках учитывает дополнительное затухание поля, вызываемое земной поверхностью.

Данная формула применима для УКВ- диапазона в случае «воздух-земля» («земля-воздух»). Также данная модель позволяет проводить расчёт для случая «БПЛА-земля», особенно в тех случаях, когда неизвестно расположение объектов над конкретной местностью в условиях быстроменяющейся обстановки. Формула применима для расстояний, не превышающих прямую видимость.

Для трассы «воздух-воздух» необходимо учитывать интерференцию между прямым лучом и лучом, отражённым от земной поверхности. Для этого в формулу (1) вводится дополнительный множитель, характеризующий ослабление поля, вызываемое наличием земной поверхности и интерференционными явлениями между прямыми и отражёнными лучами.

– при расположении одной или обеих антенн на воздушном носителе, а также при расположении «земля-земля», хорошие результаты в условиях прямой видимости показывает двухлучевая модель. Расчет уровня принимаемого сигнала с учетом помех должен проводиться с учетом пересчета плотности помехи в полосу принимаемого сигнала.

– при расположении антенн «земля-земля» применяются статистические модели Эгли и Окамура-Хата.

3. Программа для расчёта дальности

Для расчёта дальности радиосвязи и потерь распространения радиосигнала сигнала разработана программа для ЭВМ № 2025617328.

При расчете дальности связи в качестве исходных данных задаются следующие параметры системы - рабочая частота, чувствительность, мощность передатчика, высоты передающей и приёмной антенн, коэффициент усиления приёмной и передающей антенны, потери в фидерах, коэффициент шума.

Расчёт дальности вычисляется на основе различных математических моделей распространения радиоволн: Эгли, Введенского, Окамура-Хата [3,4], двухлучевая модель, модель распространения в свободном пространстве [5]. В зависимости от условий размещения аппаратуры с учётом граничных условий применимости выбирается необходимая модель распространения радиоволн. Производится расчёт и графическое представление зависимости уровня мощности и напряженности поля от расстояния, график затухания сигнала на трассе для различных моделей распространения радиоволн.

В программе имеется возможность использования сразу нескольких моделей распространения радиоволн. На одном графике будут представлены зависимости выбранных моделей для проведения анализа и сравнения полученных результатов между собой.

В качестве примера демонстрации работы программы, можно вычислить дальность радиосвязи базовых станций сотовой связи по различным математическим моделям, а также изменение скорости передачи сигнала от расстояния. Частота 1800 МГц, коэффициент усиления антенны (приёмной и передающей) 15 дБ, высота антенны (приёмной и передающей) 30 м, мощность антенн (приёмной и передающей) 20 Вт, потери в фидерах 0 дБ. Дальность радиосвязи определяется по графику изменения мощности распространения сигнала от расстояния (рисунок 1), исходя из значения пороговой чувствительности.

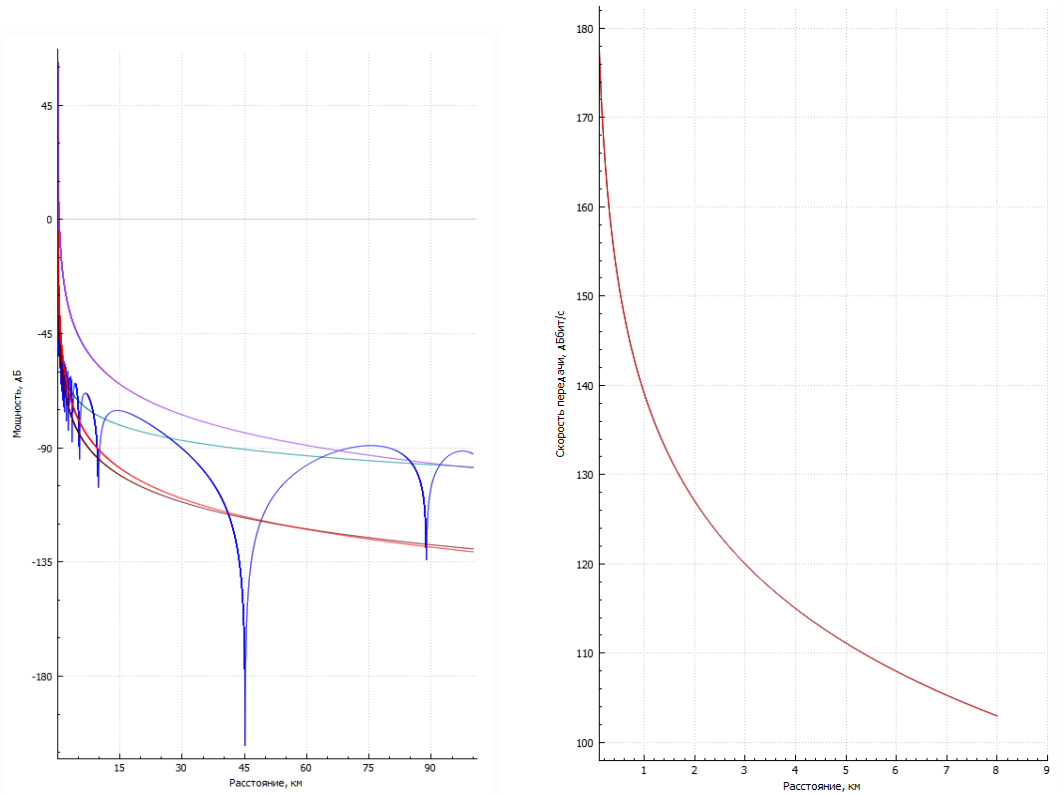


Рис. 1. Зависимость изменения мощности и скорости сигнала от расстояния

Помимо аналоговых характеристик радиоканала существует возможность использовать характеристики системы с точки зрения передачи информации, такие как скорость передачи, вероятность ошибки. Это позволяет использовать программу при моделировании адаптивных систем передачи данных для определения диапазона реализуемых скоростей передачи информации в зависимости от дальности и уровня помех.

4. Заключение

В работе проводится краткое рассмотрение основных способов расчета потерь на трассе для различных случаев и расчета уровня преднамеренных заградительных помех с учетом полосы принимаемого сигнала.

Представленная в работе программа позволяет определить дальность радиосвязи, уровни сигналов с учётом возможного воздействия помех при различных вариантах размещения аппаратуры с помощью различных моделей распространения радиоволн. Также показана возможность определения оптимальной скорости передачи информации в зависимости от характеристик системы и уровня помех для проектирования адаптивных систем радиосвязи.

Литература

1. Л.И. Аверина, А.А. Гриднев, и др. УВЕЛИЧЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ ЗА СЧЁТ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОГО СИНТЕЗА КОЛЬЦЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ) Теория и техника радиосвязи. - 2016. - №2. - С. 5-11..
2. Л.Н Корсунский «Распространение радиоволн при самолетной радиосвязи». М: «Советское радио», 1965.
3. OKUMURA Y. FIELD STRENGTH AND ITS VARIABILITY IN VHF AND UNF LAND MOBILE RADIO SERVICE // REV. ECL. 1968. V.16, №9, 10. P.825–873.
4. R. Mardeni and K. F. Kwan OPTIMIZATION OF HATA PROPAGATION PREDICTION MODEL IN SUBURBAN AREA IN MALAYSIA, Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 13, 91–106, 2010.
5. Рекомендация MCP-R P.525-2∗ Расчет ослабления в свободном пространстве. 1994..

References

1. Averina L.I. i dr. [Increase of radio system noise immunity at the expense of phase amplitude synthesis of ring array].Teorija i tehnika radiosvjazi, 2016, no.2, pp. 5-11
2. L.N. Korsunsky «Propagation of radio waves in aircraft radio communication». M: «Sovetskoe Radio», 1965
3. OKUMURA Y. FIELD STRENGTH AND ITS VARIABILITY IN VHF AND UNF LAND MOBILE RADIO SERVICE // REV. ECL. 1968. V.16, №9, 10. P.825–873.
4. R. Mardeni and K. F. Kwan OPTIMIZATION OF HATA PROPAGATION PREDICTION MODEL IN SUBURBAN AREA IN MALAYSIA, Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 13, 91–106, 2010.
5. Recommendation MCP-R P.525-2∗ Calculation of attenuation in free space. 1994..

ОБЗОР ВОЗМОЖНОСТЕЙ РЕАЛИЗАЦИИ ЛИНЗ ЛЮНЕБЕРГА С ПОМОЩЬЮ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ АДДИТИВНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

И. А. Баранников, Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, Д. К. Проскурин, С.М. Фёдоров, А.П. Тихонов

Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Использование аддитивных технологий является перспективным решением для СВЧ-устройств. С их помощью можно создавать различные опорные конструкции, держатели, крепежи и прочие сопутствующие элементы конструкций для антенн. Также аддитивные технологии можно применять для реализации линз Люнеберга с помощью 3D-печати. В работе рассматриваются примеры реализации печатных линз Люнеберга, даётся оценка и рассматривается перспективность применения аддитивных технологий для реализаций линз с непостоянным значением диэлектрической проницаемости.

Ключевые слова: линза Люнеберга; аддитивные технологии; 3D-печать; непостоянная диэлектрическая проницаемость.

OVERVIEW OF THE POSSIBILITIES OF IMPLEMENTING LUNEBERG LENSES USING ADDITIVE TECHNOLOGIES

I. A. Barannikov, E. A. Ishchenko, Yu. G. Pasternak, D. K. Proskurin, S. M. Fedorov, A.P. Tikhonov

Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. Additive manufacturing is a promising solution for microwave devices. It can be used to create various support structures, holders, fasteners, and other related antenna components. Additive manufacturing can also be used to create Luneberg lenses using 3D printing. This paper examines examples of printed Luneberg lenses and evaluates and discusses the potential of using additive manufacturing to create lenses with variable permittivity.

Keywords: Luneberg lens; additive manufacturing; 3D printing; variable permittivity.

1. Введение

В настоящее время использование аддитивных технологий в разнообразных сферах жизнедеятельности человечества распространилось довольно широко, и, несмотря на широчайшее их распространение на текущий момент в науке и технике, данные технологии все еще обладают колоссальным потенциалом для их развития и внедрения в различные структуры человеческой деятельности, где им пока ещё не нашлось применение. Аддитивные технологии можно успешно применять в СВЧ-технике, причём не только для создания различных опорных конструкций, держателей, крепежей и прочих сопутствующих элементов конструкции для антенн. Аддитивные технологии эффективно применяются для реализации линз с непостоянным значением величины диэлектрической проницаемости – линз Люнеберга. Линзы с плавно изменяющейся величиной диэлектрической проницаемости очень дороги и технически сложны в производстве, а использование аддитивных технологий позволяет реализовать конструкции таких линз с параметрами, очень близкими к линзам Люнеберга с плавно изменяющейся величиной диэлектрической проницаемости, при этом процесс их

изготовления с помощью 3D-печати является довольно быстрым, не столь технологически сложным и в разы менее дорогостоящим.

В контексте данной работы будет рассматриваться возможность применения аддитивных технологий для реализации линз Люнеберга посредством 3D печати. Для этого будут рассмотрены возможные реализации линз Люнеберга с помощью использования аддитивных технологий.

2. Структура линзы Люнеберга

В идеальном случае линза Люнеберга представляет собой сферу, которая изготовлена из неоднородного диэлектрического материала с радиально изменяющимся показателем преломления (n), который уменьшается от центра сферы к ее внешней поверхности [1]. Показатель преломления в точке сферической линзы зависит от расстояния до центра и определяется формулой (1):

$$n = \sqrt{\varepsilon_r} = \sqrt{2 - \left(r/R\right)^2}, \quad (1)$$

где ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость материала;

r – внутренний радиус сферической оболочки;

R – внешний радиус линзы Люнеберга.

Когда электромагнитные волны проходят сквозь идеальную линзу Люнеберга, они сходятся в точке на внешней поверхности с другой стороны линзы. На практике довольно сложно реализовать идеальную форму линзы Люнеберга из-за сложности очень точного контроля диэлектрических свойств используемого материала. Вместо этого случая, ступенчатый профиль показателя преломления с несколькими слоями сферических оболочек довольно точно аппроксимирует идеальный случай. Механизм работы обусловлен изгибом лучей, который подчиняется закону Снелла на границе раздела двух различных диэлектрических сред [1]. Структура линзы Люнеберга со ступенчатой аппроксимацией показателя преломления показана на рис. 1.

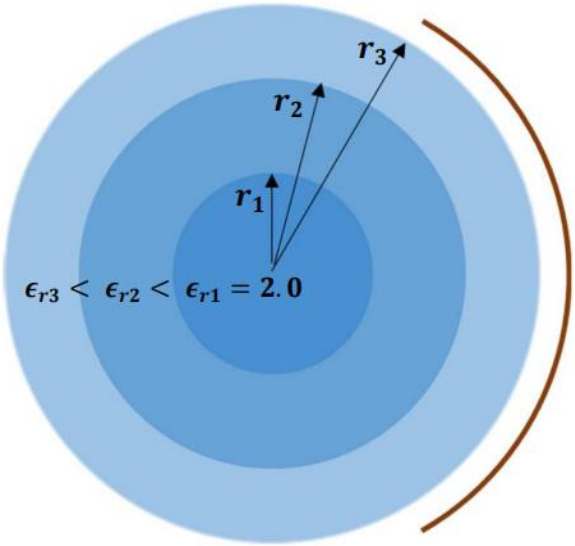


Рис. 1. Структура линзы Люнеберга со ступенчатой аппроксимацией показателя преломления [1]

Далее необходимо перейти к рассмотрению конкретных примеров реализаций линз Люнеберга с помощью использования аддитивных технологий.

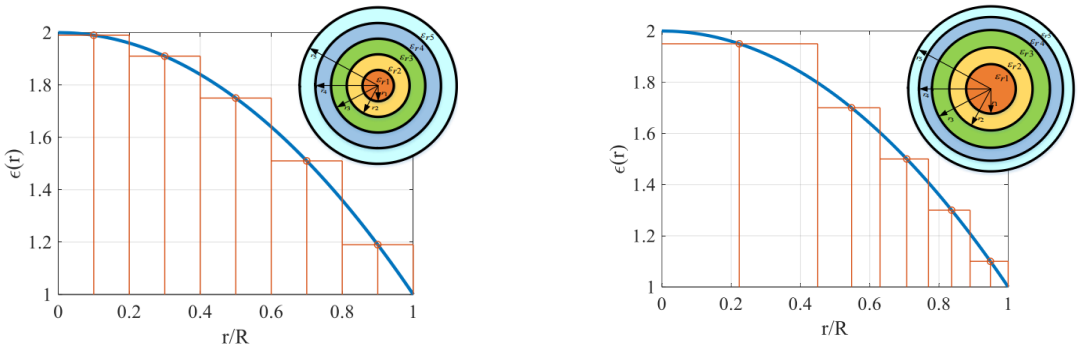
3. Реализации линз Люнеберга с помощью использования аддитивных технологий

Перейдём к рассмотрению непосредственно некоторых реализаций линз Люнеберга с помощью использования аддитивных технологий. В работе [2] разработчиками представлена, изготовлена и экспериментально проверена конструкция цилиндрической линзы Люнеберга, изготовленной с использованием оборудования для 3D-печати. Для проектирования линзы были применены и сравнены два различных подхода к дискретизации параметров линзы.

Для практической реализации линзы необходимо дискретизировать зависимость показателя преломления. Существуют два разных подхода к дискретизации: использование слоёв с одинаковой толщиной или использование слоёв с одинаковым шагом показателя преломления (диэлектрической проницаемости). Для изготовления такой слоистой структуры можно успешно использовать аддитивные технологии. Методы 3D-печати позволяют снизить стоимость производственного процесса. Линзы с непостоянным показателем преломления могут быть реализованы путем изменения объемных долей пластикового наполнителя. На основе этого подхода возможно изменять диэлектрическую проницаемость вдоль линзы.

Аддитивное производство открывает новые возможности для изготовления линз с непостоянным коэффициентом преломления. В работе [2] рассматривается 5-слойная цилиндрическая линза. Для дискретизации диэлектрической проницаемости вдоль линзы использовались два подхода: с равномерным шагом толщины слоя и с равномерным шагом диэлектрической проницаемости слоя. Изготовление линз осуществлялось послойным методом, изменяя процент заполнения структуры PLA-пластиком.

Линзу можно описать как концентрически расположенные цилиндры с определенным набором значений диэлектрической проницаемости (рис. 2). Послойное нанесение материала линзы может быть выполнено с равномерным шагом вдоль радиальной координаты или с равномерным шагом диэлектрической постоянной. Оба метода характеризуются многослойной структурой, причём каждый слой соответствует определённому значению диэлектрической проницаемости.



а) б)

Рис. 2. Дискретизация диэлектрической проницаемости: а) по равномерной толщине слоя, б) по равномерной величине диэлектрической проницаемости [2]

Полученные значения диэлектрической проницаемости слоев использовались для полноволнового электромагнитного моделирования с помощью пакета программ CST

Studio Suite. Были разработаны две модели с радиусом 5 см (3λ на 18 ГГц) и высотой 18 мм. В качестве питающего элемента была выбрана патч-антенна, работающая на частоте 18 ГГц. Для реализации линзы необходимо определить эффективную диэлектрическую проницаемость каждого слоя как процент от заполнения слоя материалом, и, соответственно, необходимо знать диэлектрическую проницаемость используемого материала для случая 100% заполнения единицы объёма.

В соответствии с требуемым процентом заполнения PLA и радиусами слоев были изготовлены два экспериментальных образца линзы (рис. 3). Диаграмма направленности линз, возбуждаемых патч-антеннами, была измерена в дальней зоне. Измеренные и промоделированные результаты хорошо согласуются между собой (рис. 3).

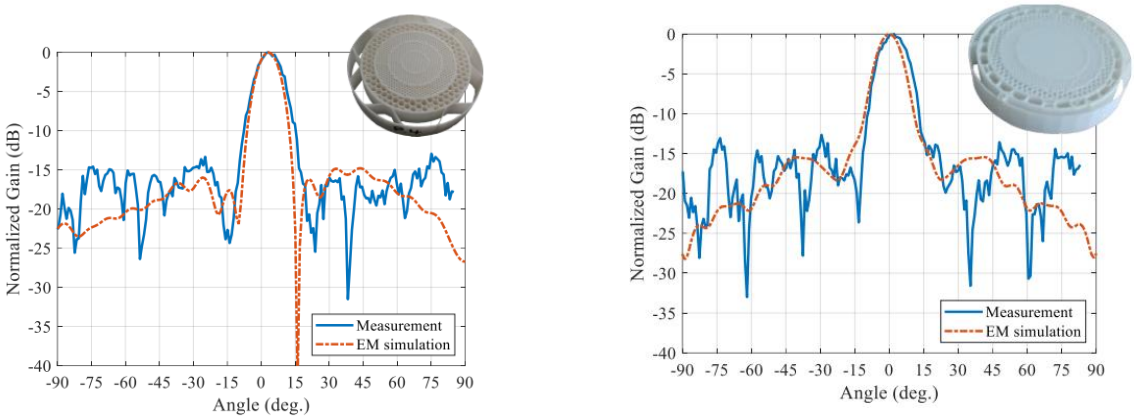


Рис. 3. Нормализованная диаграмма направленности линз Люнеберга: а) дискретизация равномерной толщины слоя, б) дискретизация равномерной диэлектрической проницаемости на частоте 18 ГГц [2]

В данной работе [2] была разработана 3D-печатная цилиндрическая линза Люнеберга для применения в частотном диапазоне Ku. Для изготовления линз были изготовлены образцы с различным процентом заполнения PLA-филаментом. Были промоделированы, изготовлены и измерены две линзы с различными подходами к дискретизации параметров. В качестве источника питания использовалась патч-антенна диапазона Ku. Результаты измерений соответствуют результатам моделирования.

Исходя из результатов работы [2] можно сделать вывод о том, что изготовление печатных линз Люнеберга может быть успешно реализуемо, к тому же расчётные данные совпадают с данными, полученными в ходе измерения макета. Можно сделать вывод о том, что использование аддитивных технологий для линз с непостоянным значением диэлектрической проницаемости реализуется довольно успешно. Рассмотрим ещё несколько вариантов применения аддитивных технологий для реализации печатных линз Люнеберга.

В статье [3] представлена недорогая электрически малая диэлектрическая линза, разработанная для повышения максимального коэффициента усиления излучения апертурной антенны, изготовленная с использованием технологии аддитивного производства. Необходимые диэлектрические постоянные для электрически малой линзы получены путем оптимизации в программном обеспечении для моделирования. Была изготовлена полностью напечатанная недорогая линза Люнеберга из одного материала для X-диапазона. Предложенная линза увеличивает максимальный коэффициент усиления излучения открытого волновода на 15 дБ, при этом достигается эффективность использования апертуры в 59%. Предложенная авторами технология

заполнения материалом при изготовлении данной линзы обеспечивает стабильность и повторяемость изготовления приведённой структуры. Также возможно напечатать всю структуру, используя один материал и за один процесс печати.

В работе [4] авторами представлена полностью напечатанная на 3D-принтере линза Люнеберга на основе метаматериала, работающая на частоте 60 ГГц. В данной работе обсуждается конструкция метаматериала и задание значения диэлектрической проницаемости на основе физической структуры. Метаматериал, напечатанный струйным методом из AR-M2, был реализован в диапазоне диэлектрической проницаемости от 1,4 до 2,6. Это было достигнуто с помощью периодической структуры с сеткой 1,35 мм. Диэлектрическая проницаемость метаматериала была оценена с использованием простой линейной аппроксимации на основе коэффициента объемного заполнения и оценена в частично заполненном волноводе WR-15 путем моделирования и измерений. Комплексные значения диэлектрической проницаемости были рассчитаны авторами с использованием итеративного алгоритма. Как линейная интерполяция, так и моделирование методом конечных элементов демонстрируют очень хорошее совпадение характеристик. Для большинства значений экспериментальная проверка также соответствовала теоретическому предсказанию. Некоторые расхождения были вызваны ограничениями производственного процесса. Была изготовлена линза Люнеберга цилиндрической формы диаметром 40 мм, которая была охарактеризована с точки зрения ее фокусирующих свойств. С помощью моделирования методом конечных элементов была определена фокусная точка на расстоянии 3 мм от поверхности линзы. Измерения в дальней зоне показали максимальное усиление 20 дБи в полосе пропускания в несколько ГГц и уровень боковых лепестков 10 дБ. Эти многообещающие результаты демонстрируют возможности печатных метаматериалов для сложных пассивных миллиметровых волновых компонентов и модулей.

В статье [5] предлагается использование недорогих 3D-печатных линз Люнеберга в качестве ретроотражателей в микроволновых приложениях. В статье демонстрируются топологии ретроотражателей на основе печатных линз Люнеберга, изготовленных методом аддитивных технологий, которые обладают почти всенаправленным откликом в азимутальной плоскости и предназначены функционировать аналогично традиционным недорогим сферическим ретроотражателям на основе инфракрасного излучения, используемым в системах позиционирования высокого разрешения, с дополнительной возможностью работы в условиях плохой видимости или в средах с насыщенным инфракрасным излучением (например, в солнечный день).

В работе [6] авторами представлена 3D печатная линза Люнеберга. Материалы структуры с кубической решеткой и градиентным показателем преломления используются для создания новой печатной сферической линзовой геометрии, свойства которой значительно улучшают характеристики излучения совместно используемых антенн благодаря отличным фокусирующим параметрам линзы.

В статье [7] авторами представлена линзовая антенна Люнеберга Ku-диапазона, состоящая из метаматериалов с градиентным показателем преломления, изготовленная методом 3D-печати. Условие фокусировки линзы, требующее градиентного показателя преломления, достигается с помощью структуры фотонного кристалла. В качестве элементарной ячейки фотонного кристалла выбрана структура из диэлектрических столбцов алмаза, поскольку её магнитная проницаемость и диэлектрическая проницаемость остаются постоянными, когда размер элементарной ячейки значительно меньше рабочей длины волны. Авторами разработана линза Люнеберга, состоящая из массивов диэлектрических столбцов алмазной структуры. Результаты моделирования показали, что предложенная линза Люнеберга, работающая в Ku-диапазоне, обладает превосходной фокусирующей способностью.

Были представлены некоторые возможные реализации линз Люнеберга посредством применения аддитивных технологий.

4. Заключение

В работе был приведён обзор некоторых примеров реализаций печатных линз Люнеберга. Авторами большинства представленных работ изготавливались макеты приведённых конструкций печатных линз Люнеберга и проводился натурный эксперимент. Данные, полученные в ходе проведённых экспериментов, показывали отличную схожесть с электродинамическим моделированием. Печатные линзы Люнеберга, изготовленные посредством применения аддитивных технологий показали отличные характеристики для их практического применения в разнообразных приложениях. Однозначно можно сказать, что применение аддитивных технологий в данном аспекте является актуальным и перспективным решением, которое, к тому же, позволяет получить отличные характеристики печатных линз с непостоянным значением диэлектрической проницаемости и значительно удешевить и упростить процесс их производства.

5. Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания "молодежная лаборатория" № FZGM-2024-0003.

Литература

1. Biswas D. и др. Luneberg Lens as Passive Radar Augmenter for Aerial Target // 2021 2nd International Conference on Range Technology (ICORT). : IEEE, 2021. С. 1-4.
2. I. Grigoriev, I. Munina, D. Zelenchuk. 3D printed Ku band cylindrical Luneburg lens // 2021 6th International Conference on Metamaterials and Nanophotonics METANANO (J. Phys.: Conf. Ser.), 2021. С. 1-4.
3. Saghlatoon H. и др. X band 3D-Printed Electrically-Small Luneburg Lens // 2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting. : IEEE, 2020. С. 1465-1466.
4. Kubach A., Shoykhetbrod A., Herschel R. 3D Printed Luneburg Lens for Flexible Beam Steering at Millimeter Wave Frequencies // 2017 47th European Microwave Conference (EuMC). : IEEE, 2017. С. 787-790.
5. Bahr R. A. и др. 3D-Printed Omnidirectional Luneburg Lens Retroreflectors for Low-Cost mm-Wave Positioning // 2020 IEEE International Conference on RFID (RFID). : IEEE, 2020. С. 1-7.
6. Guo Y. и др. A 3D Printed Nearly Isotropic Luneburg Lens Antenna for Millimeter-Wave Vehicular Networks // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2022. Т. 71. № 2. С. 1145-1155.
7. Bao-Li Zhao и др. A Luneburg Lens antenna Composed of Gradient Index Metamaterials based on 3D printing // 2019 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Xi'an, China, 2019. С. 1-3.

REFERENCES

1. Biswas, D.; Rizwan, A.; Kumar, N.; V N, Nithin Raj. Luneberg Lens as Passive Radar Augmenter for Aerial Target. In 2021 2nd International Conference on Range Technology (ICORT); IEEE, 2021; pp 1–4.
2. Grigoriev, I.; Munina, I. and Zelenchuk, D. 3D printed Ku band cylindrical Luneburg lens. In 2021 6th International Conference on Metamaterials and Nanophotonics METANANO (J. Phys.: Conf. Ser.), 2021; pp 1-4.
3. Saghlatoon, H.; Mirzavand, R.; Honari, M. M.; Aslanzadeh, S.; Doucette, J.; Mousavi, P. X Band 3D-Printed Electrically-Small Luneburg Lens. In 2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting; IEEE, 2020; pp 1465–1466.
4. A. Kubach, A. Shoykhetbrod and R. Herschel. 3D Printed Luneburg Lens for Flexible Beam Steering at Millimeter Wave Frequencies. In 2017 47th European Microwave Conference (EuMC), Nuremberg, Germany, 2017, pp. 787-790.
5. Bahr, R. A.; Adeyeye, A. O.; Van Rijs, S.; Tentzeris, M. M. 3D-Printed Omnidirectional Luneburg Lens Retroreflectors for Low-Cost Mm-Wave Positioning. In 2020 IEEE International Conference on RFID (RFID); IEEE, 2020; pp 1–7.
6. Guo, Y.; Li, Y.; Wang, J.; Ge, L.; Zhang, Z.; Chen, M.; Li, Z.; Ai, B.; He, R. A 3D Printed Nearly Isotropic Luneburg Lens Antenna for Millimeter-Wave Vehicular Networks. IEEE Transactions on Vehicular Technology 2022, 71 (2), pp 1145–1155.
7. B. -L. Zhao, Y. -C. Jiao, Y. -X. Zhang and Y. Zhang. A Luneburg Lens antenna Composed of Gradient Index Metamaterials based on 3D printing. In 2019 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Xi'an, China, 2019, pp. 1-3.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ ПЛАНАРНЫХ АНТЕННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ МЕТОДОМ ХАРАКТЕРИСТИЧЕСКИХ МОД

К. В. Смусева, Ю. В. Редкозуб, Г. В. Охрицкий, Г. К. Усков

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе исследовано взаимное влияние двух планарных излучателей методом характеристических мод с сопоставлением результатов по S-параметрам. Рассмотрена конфигурация 2×1 из круглых планарных излучателей при расстояниях между элементами от 0,3λ до 1,5λ. Для количественной оценки взаимного влияния предложены две метрики, основанные на отклонении модальных значимостей системы от эталонных зависимостей одиночного излучателя: средняя относительная интегральная абсолютная ошибка и средняя относительная среднеквадратичная ошибка. Полученные зависимости сопоставлены с коэффициентом передачи между портами, используемым для оценки взаимного влияния. Показано, что при малых расстояниях между элементами наблюдаются смещение резонансных частот, перераспределение токов и отклонение модальных значимостей от эталонных зависимостей. При увеличении расстояния между элементами эти отклонения уменьшаются, а коэффициент передачи снижается. Сопоставление с S-параметрами позволило принять уровень −12 дБ как пороговый при интерпретации предложенных метрик. Результаты работы подтверждают применимость метода характеристических мод к задаче количественной оценки взаимного влияния между планарными излучателями.

Ключевые слова: метод характеристических мод, MIMO-антенна, взаимное влияние, модальная значимость, электродинамическое моделирование.

INVESTIGATION OF MUTUAL COUPLING OF PLANAR ANTENNA ELEMENTS USING CHARACTERISTIC MODE ANALYSIS

K.V. Smuseva, Yu.V. Redkozub, G.V. Okhritsky, G. K. Uskov

Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The paper investigates the mutual coupling of two planar radiating elements using characteristic mode analysis, with comparison against the results obtained from S-parameters. A 2×1 configuration of circular planar radiating elements is considered for inter-element spacings from 0.3λ to 1.5λ. For the quantitative evaluation of mutual coupling, two metrics are proposed, based on the deviation of the system modal significances from the reference dependences of a single radiating element: the mean relative integral absolute error and the mean relative root-mean-square error. The obtained dependences are compared with the transmission coefficient between the ports, used for the evaluation of mutual coupling. It is shown that, at small inter-element spacings, a shift of the resonant frequencies, current redistribution, and deviation of the modal significances from the reference dependences are observed. As the spacing between the elements increases, these deviations decrease, and the transmission coefficient decreases. Comparison with the S-parameters made it possible to adopt the level of −12 dB as a threshold value in the interpretation of the proposed metrics. The results of the work confirm the applicability of characteristic mode analysis to the problem of quantitatively evaluating the mutual coupling between planar radiating elements.

Keywords: characteristic mode method, MIMO antenna, mutual coupling, modal significance, electromagnetic modeling.

1. Введение

Взаимное влияние антенных элементов является одной из ключевых проблем при проектировании компактных антенных систем, в том числе MIMO-конфигураций и малогабаритных решёток. При уменьшении расстояния между элементами изменяются входные сопротивления, ухудшается согласование, искажаются распределения токов и диаграммы направленности, что затрудняет получение требуемых характеристик системы. Для планарных излучателей это связано с вкладом ближнего поля, поверхностных волн и переизлучения между соседними элементами.

На практике степень взаимного влияния обычно оценивают по коэффициенту передачи между портами [1-3]. Такой подход используется как в классических исследованиях взаимного влияния микрополосковых излучателей, так и в современных работах, посвящённых компактным многоэлементным антенным системам и способам повышения развязки. Однако анализ только S-параметров не позволяет установить, какие именно собственные токи определяют усиление или ослабление взаимного влияния при изменении расстояния между элементами. Поэтому особый интерес представляет использование метода характеристических мод [4-6], который позволяет рассматривать систему через набор собственных мод, зависящих только от геометрии и материалов структуры, и тем самым проследить, как взаимное влияние проявляется в сдвиге резонансов, изменении модальных значимостей и перераспределении токов.

2. Теоретические основы метода характеристических мод

Метод характеристических мод основан на собственном разложении импедансного оператора излучающей структуры. Характеристические моды определяются только геометрией и материальными параметрами объекта и не зависят от способа его возбуждения. Поэтому метод применим для анализа собственных электродинамических свойств системы до выбора схемы запитки. Электродинамическая задача формулируется на основе уравнений Максвелла и после введения интегрального представления для рассеянного поля сводится к интегральному уравнению с импедансным оператором:

$$\boldsymbol{\mathcal{Z}} = \mathcal{R} + j\mathcal{X}, \tag{1}$$

где реальная часть отвечает за излучаемую энергию, а мнимая — за запасённую реактивную энергию. Метод характеристических мод ищет такие токи $\boldsymbol{J_n}$, которые являются собственными в смысле соотношения между излучаемой и реактивной энергией:

$$\mathcal{X}\boldsymbol{J_n} = \lambda_n \mathcal{R}\boldsymbol{J_n}. \tag{2}$$

Собственные значения λ_n определяют соотношение между реактивной и излучаемой энергией. При отрицательных значениях мода имеет емкостный характер, при положительных — индуктивный, а обращение собственного значения в нуль соответствует резонансному состоянию. Таким образом, зависимость собственных значений от частоты позволяет отслеживать изменение резонансных свойств структуры.

Для количественного описания вклада моды в излучение используется модальная значимость. Этот параметр принимает значения от 0 до 1 и показывает, насколько эффективно соответствующая мода может участвовать в формировании излучения на данной частоте:

$$MS_n = \frac{1}{|1 + j\lambda_n|}\,. \tag{3}$$

Если $MS_n = 1$, это означает, что мода полностью резонансна и вносит наибольший вклад в излучение; при $MS_n = 0$ — отсутствие вклада данной моды в излучение (рисунок 1).

Поскольку характеристические моды определяются самой структурой и не зависят от конкретной схемы возбуждения изменение взаимного расположения элементов непосредственно проявляется в изменении спектра собственных значений, в смещении резонансных частот, в перераспределении модальных значимостей и в трансформации поверхностных токов, что и используются далее для оценки уровня взаимного влияния.

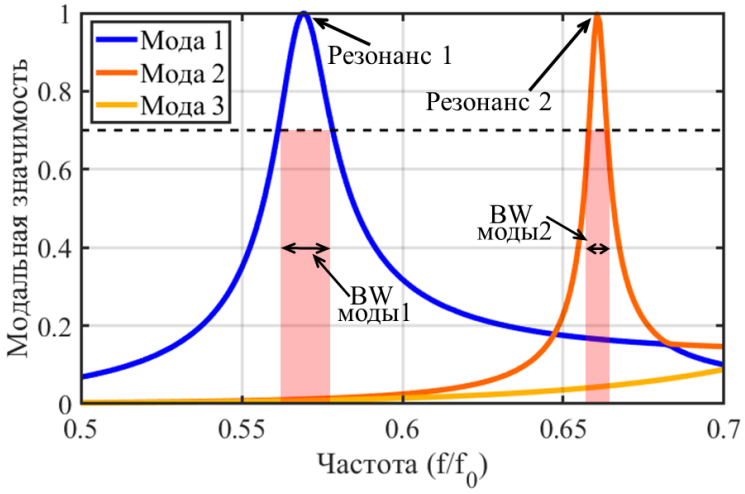


Рис. 1. Пояснение к определению модальной значимости.

3. Исследуемая конфигурация

Рассмотрим систему из двух одинаковых круглых планарных излучателей, расположенных на общей диэлектрической подложке в конфигурации 2×1. Диаметр каждого элемента составляет около 40 мм, относительная диэлектрическая проницаемость подложки равна 4.4 (FR-4), толщина подложки — 1,6 мм. Расстояние между элементами изменяется в пределах от 0,3λ до 1,5λ. Такой выбор конфигурации позволяет проследить переход от режима сильного взаимного влияния, когда поля и токи соседних элементов существенно взаимодействуют, к режиму слабого взаимного влияния, при котором характеристики каждого элемента приближаются к характеристикам одиночного излучателя. В качестве эталона используется одиночный планарный элемент той же геометрии. Его модальные значимости используются как опорные зависимости, относительно которых оцениваются изменения, возникающие в системе из двух элементов.

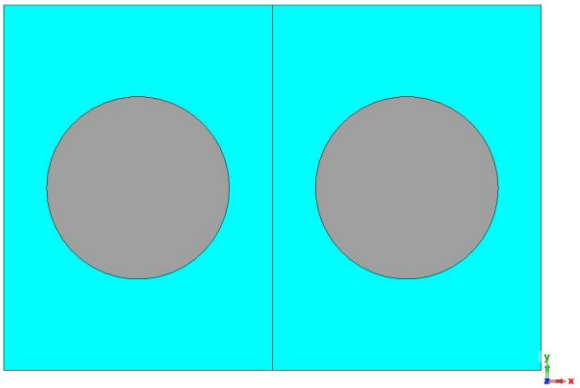


Рис. 2. Конфигурация пары антенных элементов.

4. Количественная оценка взаимного влияния по модальным метрикам

Анализ полученных зависимостей модальной значимости показал, что при расстоянии между элементами 0,3λ взаимное влияние максимально. В этом случае наблюдается смещение резонансных частот основных мод, при этом ширина каждой кривой по уровню 0.7 отличается от эталонных зависимостей одиночного элемента. Распределения поверхностных токов теряют симметрию, что указывает на обмен энергией между элементами.

При увеличении расстояния до 0,5λ резонансные частоты мод приближаются к значениям одиночного элемента. Однако, различия по сравнению с эталонным случаем ещё сохраняются, что свидетельствует о продолжении взаимодействия между элементами.

Начиная с расстояний порядка 0,6λ и выше, частотные зависимости модальной значимости сближаются с характеристиками одиночного элемента. Резонансные частоты оказываются вблизи эталонных значений, по форме кривые модальных значимостей сближаются с эталонными, а распределения поверхностных токов приобретают форму, характерную для двух почти независимых излучающих элементов. При дальнейшем увеличении расстояния до 1,0λ–1,5λ изменения становятся незначительными.

Для количественной оценки степени отклонения модальной значимости двухэлементной конфигурации от одиночного излучателя предложены две метрики: средняя относительная интегральная абсолютная ошибка (ИАОср) и относительная среднеквадратичная ошибка (СКОср).

Для каждой моды m относительная интегральная абсолютная ошибка определяется выражением:

$$\text{ИАО}(d) = \frac{\int \mid MS_m(f,d) - MS_1^{\text{ed}}(f) \mid \, df}{\int MS_1^{\text{ed}}(f)\, df}, \tag{4}$$

где $MS_m\ (f,d)$— модальная значимость m-й моды при расстоянии между элементами d, f— частота, $MS_1^{\text{ed}}(f)$— эталонная модальная значимость одиночного излучателя.

Средняя относительная интегральная абсолютная ошибка по M анализируемым модам определяется как:

$$\text{ИАОср}(d) = \frac{1}{M}\sum_{m=1}^{M} \text{ИАО}_m\,(d). \tag{5}$$

Вторая метрика, более чувствительная к локальным пиковым отклонениям, задаётся как относительная среднеквадратичная ошибка:

$$\text{СКО} = \sqrt{\frac{\int (\Delta MS_i(f))^2\, df}{\int (MS_{\text{ed}}(f))^2\, df}}, \tag{6}$$

а её среднее значение по M модам равно

$$\text{СКОср}(d) = \frac{1}{\text{M}}\sum_{m=1}^{\text{M}} \text{СКО}_m\,(d). \tag{7}$$

В расчётах усреднение выполняется по первым четырём наиболее значимым модам, так как именно они вносят основной вклад в излучение рассматриваемой структуры в рабочей области частот.

Предложенные метрики позволяют перейти от качественного описания к количественной оценке. Рост ИАОср и СКОср соответствует означает, что модовая структура системы заметно отличается от модовой структуры одиночного элемента и

взаимное влияние существенно. При уменьшении этих величин система приближается по своим свойствам к совокупности слабо взаимодействующих элементов.

Зависимости ИАОср(d) и СКОср(d) от расстояния между элементами, нормированного на длину волны, показаны на рисунке 3. Для малых расстояний обе метрики принимают наибольшие значения, что соответствует сильному взаимному влиянию и существенной перестройке модовой структуры. По мере увеличения расстояния значения метрик монотонно уменьшаются и при $d/\lambda \geq 0{,}6$ переходят в область малых значений, что соответствует ослаблению влияния одного элемента на другой и согласуется с качественными наблюдениями по распределениям токов и сдвигам частотных зависимостей модальной значимости.

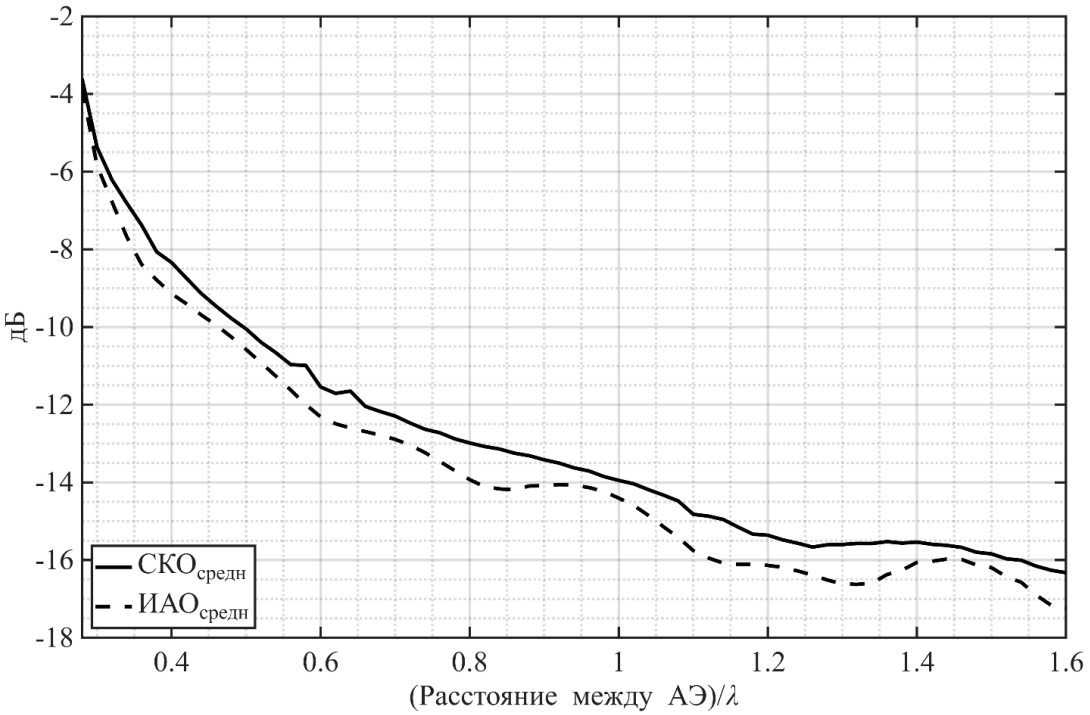


Рис. 3. Зависимость средних значений СКО и ИАО от нормированного на λ расстояния между антенными элементами.

Для сопоставления с традиционными характеристиками выполнен анализ S-параметров аналогичной двухэлементной системы с коаксиальной штыревой запиткой. При оценке взаимного влияния в качестве основного показателя используются коэффициенты передачи между портами. В литературе уровни порядка −10 дБ, −15 дБ и −20 дБ используются как ориентиры, позволяющие различать области сильного, умеренного и слабого взаимного влияния между элементами. Это позволяет сопоставить результаты модального анализа с традиционной оценкой взаимного влияния.

На рисунке 4 приведены коэффициенты передачи |S31| и |S24|. При увеличении расстояния между элементами оба коэффициента монотонно убывают, что соответствует ослаблению взаимного влияния.

На рисунке 5 показаны коэффициенты отражения |S11|, |S22|, |S33| и |S44|. В области малых расстояний, до примерно 0,6λ, они заметно изменяются, что указывает на влияние соседнего элемента на входные сопротивления обоих излучателей. При $d \approx 0{,}6\lambda$ все четыре зависимости изменяются слабо, оставаясь на уровне порядка −12…−13 дБ. Следовательно, при этом расстоянии ослабляется не только передача энергии между элементами, но и влияние соседнего излучателя на согласование.

Предложенные метрики и коэффициент передачи изменяются похожим образом, на основании чего в качестве порогового значения наличия существенного взаимного влияния был выбран уровень −12 дБ для метрик ИАОср и СКОср. При достижении этого уровня можно считать, что взаимное влияние между элементами заметно ослабляется, а система переходит в режим, близкий к совокупности слабо взаимодействующих излучателей.

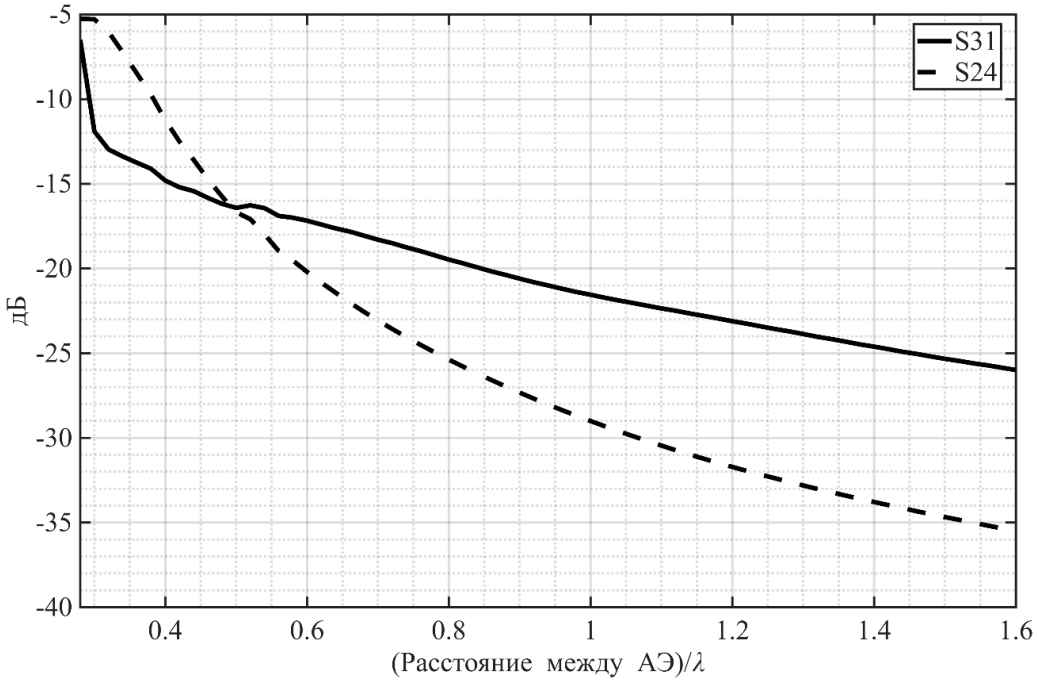


Рис. 4. Зависимость коэффициента передачи от нормированного на λ расстояния между антенными элементами.

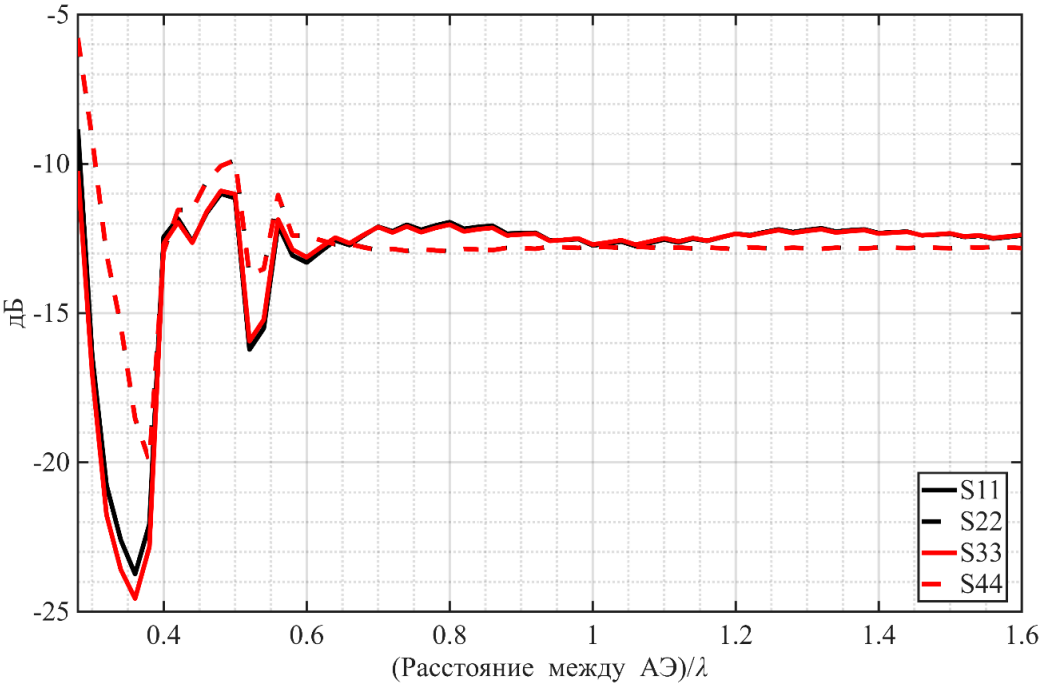


Рис. 5. Зависимость коэффициента отражения от нормированного на λ расстояния между антенными элементами.

Полученные результаты показывают, что метод характеристических мод позволяет анализировать изменение собственных токовых состояний системы без учета способа возбуждения. Это позволяет использовать его при анализе взаимного влияния в планарных антенных системах.

5. Заключение

В работе исследовано взаимное влияние двух планарных излучателей при изменении расстояния между элементами от 0,3λ до 1,5λ. Методом характеристических мод установлено, что уменьшение межэлементного расстояния сопровождается смещением резонансных областей, изменением модальных значимостей и перераспределением поверхностных токов. При увеличении расстояния указанные отклонения уменьшаются.

Для количественной оценки взаимного влияния предложены метрики ИАОср и СКОср, основанные на сравнении зависимостей модальной значимости двухэлементной системы с эталонными зависимостями одиночного излучателя. Показано, что с увеличением расстояния значения обеих метрик уменьшаются.

Анализ S-параметров использован для сопоставления предложенных метрик с традиционной оценкой взаимного влияния по коэффициентам передачи между портами. Показано, что изменение ИАОср и СКОср согласуется с изменением коэффициентов передачи и отражения, в связи с чем уровень −12 дБ принят в работе как пороговый при интерпретации предложенных метрик.

Полученные результаты подтверждают применимость метода характеристических мод к задаче анализа взаимного влияния в планарных антенных системах.

6. Благодарности

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

Для выполнения измерений в работе использовалось оборудование учебно-научного дизайн-центра проектирования радиоэлектронных систем СВЧ, терагерцового и оптического диапазонов на отечественной электронной компонентной базе ФГБОУ ВО «ВГУ» в рамках реализации федерального проекта «Подготовка кадров и научного фундамента для электронной промышленности».

Литература

1. Pozar, D. M., “Input impedance and mutual coupling of rectangular microstrip antennas and scatterers,” IEEE-T-AP, Vol. 30, No. 6, 1191–1196, Nov. 1982.
2. Исследование коэффициентов взаимного влияния в двухполяризационных антенных решетках / О. В. Бажанова, А. А. Кононов, К. В. Смусева [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2023. – Т. 26, № 4. – С. 78-87. doi: 10.18469/1810-3189.2023.26.4.78-87
3. A. Emadeddin, S. Shad, Z. Rahimian, and H. R. Hassani, “High mutual coupling reduction between microstrip patch antennas using novel structure,” AEU - International Journal of Electronics and Communications, vol. 71, pp. 152–156, 2017.
4. Редкозуб, Ю. В. Оптимизация геометрии круглой патч-антенны на основе метода характеристических мод / Ю. В. Редкозуб, К. В. Смусева, Г. К. Усков // VII научный форум телекоммуникации: Теория и технологии ТТТ-2024 : Материалы XXI Международной научно-технической конференции, Самара, 06–08 ноября 2024 года. – Самара: Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, 2024. – С. 147-148.

5. R. F. Harrington and J. R. Mautz, The Theory of Characteristic Modes for Conducting Bodies, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 19, no. 5, pp. 622628, 1971.
6. H. Jabire, H.-X. Zheng, A. Abdu, Z. Song, "Characteristic Mode Analysis and Design of Wide Band MIMO Antenna Consisting of Metamaterial Unit Cell," Electronics, vol. 8, no. 1, p. 68, 2019.

REFERENCES

1. Pozar, D. M., “Input impedance and mutual coupling of rectangular microstrip antennas and scatterers,” IEEE-T-AP, Vol. 30, No. 6, 1191–1196, Nov. 1982.
2. Bazhanova O.V., Kononov A.A., Smuseva K.V., Stepkin V.A., Uskov G.K. Investigation of mutual coupling coefficients in dual-polarized antenna arrays // Physics of Wave Processes and Radio Systems. - 2023. - Vol. 26. - N. 4. - P. 78-87. doi: 10.18469/1810-3189.2023.26.4.78-87
3. A. Emadeddin, S. Shad, Z. Rahimian, and H. R. Hassani, “High mutual coupling reduction between microstrip patch antennas using novel structure,” AEU - International Journal of Electronics and Communications, vol. 71, pp. 152–156, 2017.
4. Redkozub, Yu. V. "Optimization of the Geometry of a Circular Patch Antenna Based on the Characteristic Modes Method" / Yu. V. Redkozub, K. V. Smuseva, G. K. Uskov // VII Scientific Forum on Telecommunications: Theory and Technologies TTT-2024 : Proceedings of the XXI International Scientific and Technical Conference, Samara, November 06–08, 2024. – Samara: Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, 2024. – pp. 147-148.
5. R. F. Harrington and J. R. Mautz, The Theory of Characteristic Modes for Conducting Bodies, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 19, no. 5, pp. 622628, 1971.
6. H. Jabire, H.-X. Zheng, A. Abdu, Z. Song, "Characteristic Mode Analysis and Design of Wide Band MIMO Antenna Consisting of Metamaterial Unit Cell," Electronics, vol. 8, no. 1, p. 68, 2019.

ПРИНЦИПЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ НЕНАПРАВЛЕННЫХ АНТЕНН С ВЕРТИКАЛЬНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ

М. А. Бузова[1,2], А. С. Круглов[1,3]

[1]ФГБОУ ВО «Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики» (ФГБОУ ВО ПГУТИ), Самара, РФ
[2]АО «Самарское инновационное предприятие радиосистем» (АО «СИП РС»), Самара, РФ
[3]АО «НПО Ангстрем», Москва, Зеленоград, РФ

Аннотация. В докладе представлены принципы проектирования сверхширокополосных антенн (СШПА) ненаправленных с вертикальной поляризацией для применения совместно со средствами радиосвязи диапазонов очень высоких частот (ОВЧ) и ультравысоких частот (УВЧ). Определены принципы построения СШПА для носимых и возимых радиостанций. Кроме того, представлены результаты проектирования образцов антенн согласно предложенным принципам, включающие исследование пространственных характеристик антенн различных типов в условиях эксплуатации. Полученные образцы антенн успешно используются на практике. Представленные принципы проектирования обеспечивают учет реальных условий эксплуатации уже на стадии электродинамического моделирования СШПА. На основе приведенных принципов можно построить соответствующие техническим требованиям изделия и затем использовать их для решения практических задач в условиях эксплуатации.

Ключевые слова: принципы проектирования, сверхширокополосные антенны, ненаправленные антенны, вертикальная поляризация, радиосвязь.

DESING PRINCIPLES FOR ULTRA-WIDEBAND OMNIDIRECTIONAL VERTICALLY POLARIZED ANTENNAS

M. A. Buzova[1,2], A. S. Kruglov[1,3]

[1]Federal State Budget Educational Institution of Higher Education «Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics» (FSBEI HE PSUTI), Samara, RF
[2]JSC «Samara innovative business of radio systems» (JSC «SIB RS»), Samara, RF
[3]JSC «NPO Angstrem», Moscow, Zelenograd, RF

Abstract. The report presents principles for designing ultra-wideband antennas (UWBA) omnidirectional with vertical polarization for use in conjunction with very high frequency (VHF) and ultra high frequency (UHF) radio communication systems. The principles of building a UWBA for portable and mobile radios have been determined. The results of antennas prototypes designing with using this principles, also including a study of the radiation characteristics of various types of antennas under real conditions, are presented. The resulting antenna prototypes can be used in practice. The developed design principles takes into account real operational conditions when creating electrodynamic models. Based on this principles, it is possible to create products that meet the required specifications and then use them to solve practical problems under operational conditions.

Keywords: design principles, ultra-wideband antennas, omnidirectional antennas, vertical polarization, radio communication.

1. Введение

Задача определения принципов проектирования ненаправленных сверхширокополосных антенн (СШПА) с вертикальной поляризацией для применения с носимыми и возимыми радиостанциями не теряет своей актуальности и в настоящее время. Для проектирования антенн традиционно используют следующие основные принципы и подходы [1, 2]: - принцип взаимности; - принцип суперпозиции; - принцип электродинамического подобия; - учет при размещении на объекте направленных свойств антенн и влияния металлоконструкций; - учет в случае носимых радиостанций влияния человека.

Однако, в случае проектирования ненаправленных СШПА с вертикальной поляризацией стоит выделить еще ряд принципов, которые будут способствовать достижению требуемых технических характеристик при разработке указанных изделий. Определим подклассы ненаправленных СШПА с вертикальной поляризацией, различаемые по схемотехническому и конструктивному исполнению:

1) совмещенные – объединение нескольких антенн в одну;

2) комбинированные – излучающая поверхность антенны разбивается на участки, соответствующие каждому отдельному поддиапазону частот.

При этом каждый из указанных подклассов этих антенн может быть как в симметричном, так и в несимметричном исполнении. На рисунке 1 схематично показаны варианты реализации ненаправленных СШПА.

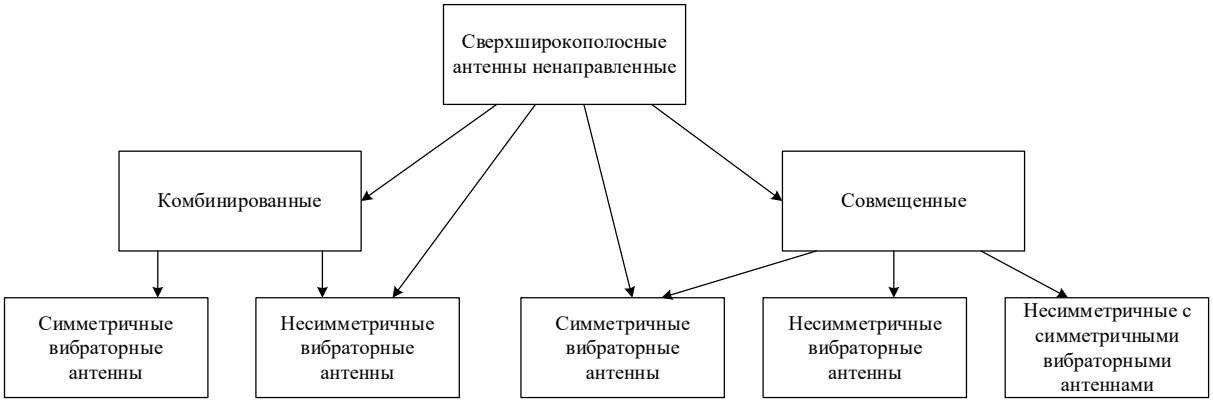


Рис. 1. Подклассы сверхширокополосных ненаправленных антенн

Также для СШПА можно ввести дополнительное разделение по ширине полосы рабочего диапазона частот: 1) антенны с шириной полосы менее 3 октав; 2) антенны с шириной полосы более 3 октав.

Таким образом, с учетом вышесказанного целью проводимых исследований является определение принципов проектирования ненаправленных СШПА с вертикальной поляризацией различных типов для возимых и носимых радиостанций.

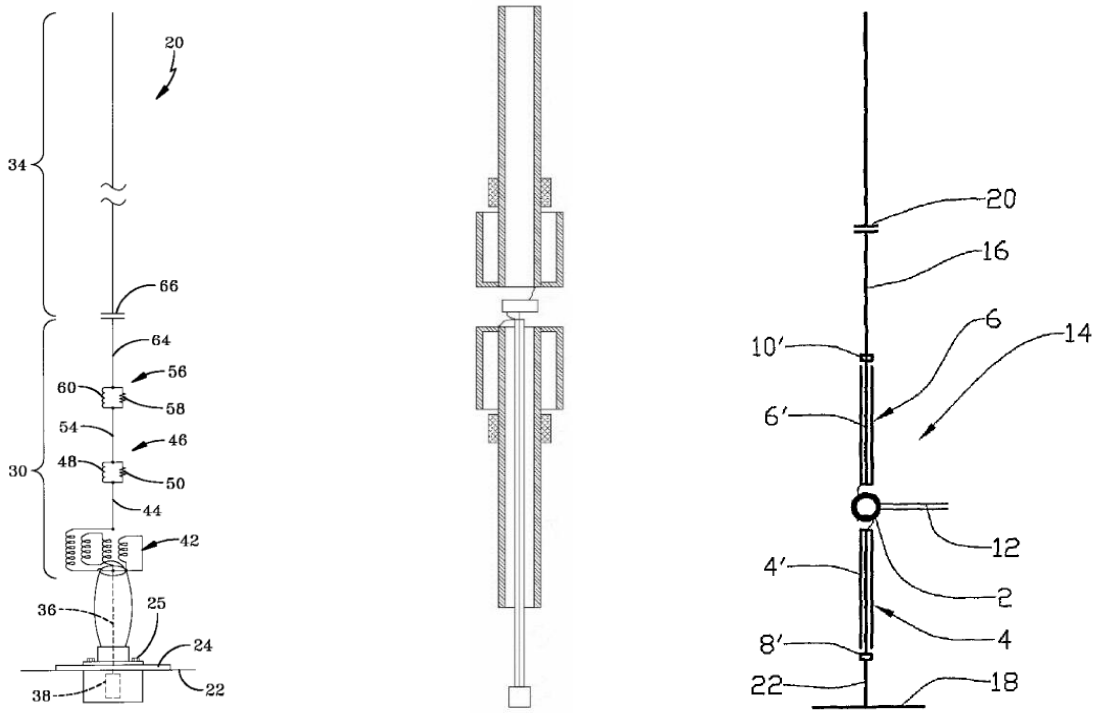
2. Постановка задачи

Итак, в зависимости от предъявляемых к СШПА требований по размещению (на амуниции оператора либо на подвижном объекте) может быть реализовано разное техническое решение в части применяемого конструктивного исполнения. Как уже было отмечено выше, СШПА можно разделить, как и любые антенны вибраторного типа, на два класса, а именно, на несимметричные вибраторные антенны и симметричные вибраторные антенны. В случае, если позволяет используемый частотный диапазон в части согласования импеданса и длины волны нижней части диапазона, конечно же,

оптимально применять симметричную вибраторную конструкцию; это особенно актуально для УВЧ диапазона. Однако, для обеспечения современных средств связи зачастую стоит задача реализации одной антенны, использующей сразу оба ОВЧ и УВЧ диапазона. Вполне очевидно, что данный факт существенное усложняет задачи проектирования и практической реализации подобных антенн. Именно для успешного решения этих задач и необходима разработка принципов проектирования СШПА.

3. Результаты исследований

Далее, рассмотрим более подробно, что представляют из себя комбинированные СШПА. В целом, это излучающее полотно, но такой геометрической формы, которая обеспечивает выделение части поверхности для излучения электромагнитных волн определенного диапазона частот с большей интенсивностью, чем другие участки, благодаря включению в него частотно-разделительных устройств (ЧРУ) либо ферромагнитных сердечников в качестве фильтров, что позволяет ограничивать диапазон частот в зависимости от возбуждающего электромагнитного сигнала. Все это делается для обеспечения определенных свойств направленности в дальней зоне таким образом, чтобы сфокусировать максимум излучения в направлении горизонта, потому что для радиосвязи тактического звена управления именно направления максимума диаграммы направленности в горизонт является приоритетным для максимальной дальности радиосвязи. На рисунке 2 приведены примеры ненаправленных СШПА с комбинированным полотном [3 – 5].



а) б) в)

Рис. 2. Примеры комбинированного полотна антенны:
а) несимметричная вибраторная [3],
б) симметричная вибраторная [4],
в) несимметричная с симметричной вибраторной [5]

В рассматриваемых образцах комбинированных СШПА применяется разные способы разбиения излучающего полотна на участки. Так, в случае, показанном на рисунке 2, а), используются параллельные контура из катушки индуктивности и резистора, а также емкостная вставка; в случае на рисунке 2, б) применяются цилиндрические поверхности разной длины и диаметра, таким образом также формирую отдельные участки и поддиапазоны излучения, дополнительно на тонких участках используется ферритовый сердечник в качестве фильтра и увеличения указанного эффекта разбиения; в примере, показанном на рисунке 2, в), используется одновременно симметричный вибратор под цифрами «4» и «6» и несимметричный «16» с емкостной вставкой «20».

Из проведенного анализа построения комбинированных СШПА подобного типа можно вывести первый принцип построения ненаправленных СШПА (принцип комбинирования): **комбинирование излучающей структуры полотна антенны из выделенных отдельных участков**. Как уже было отмечено выше, таким образом для изучения высоких частот можно выделить короткие участки полотна в форме цилиндрических поверхностей, ограничив их с двух сторон ферромагнитными сердечниками либо индуктивно-резистивными контурами, либо иными способами, ограничивающими верхнюю частоту. При этом для нижнего диапазона частот выделяется участок полотна (вибратор) максимально допустимого диаметрального сечения для обеспечения большей емкости и, соответственно, широкополосности при согласовании.

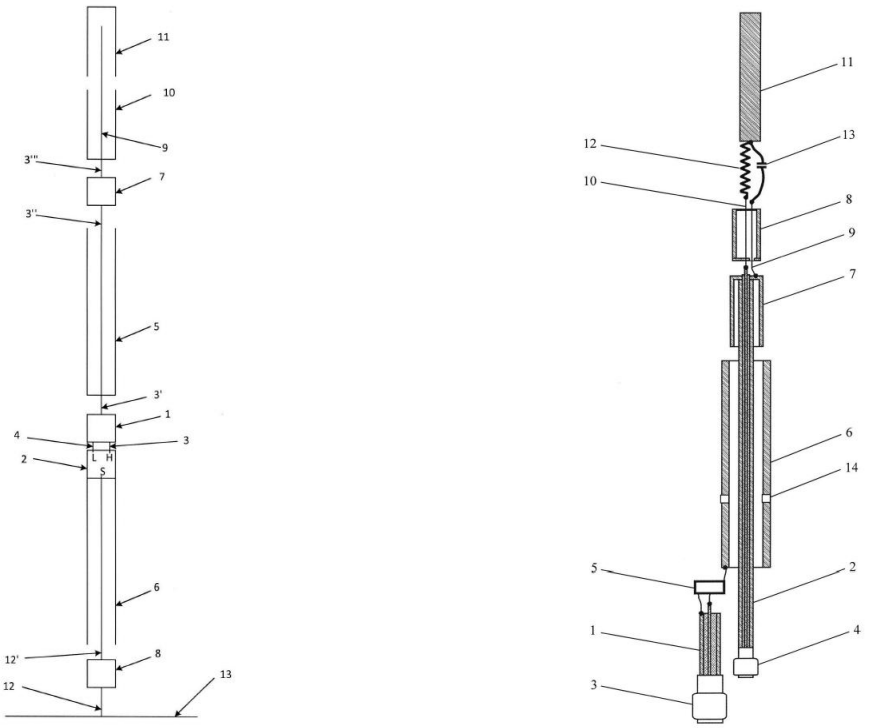
Собственно, из широкополосного согласования происходит следующий принцип построения любой СШПА (принцип согласования): **согласование импеданса в сверхширокой полосе частот**. Для антенн с полосой до 3 октав согласование может быть реализовано с помощью трансформатора на *LC*-элементах, при большей ширине полосы требуются трансформаторы на схеме автотрансформатора или схеме Г. Гуанелла [6] с применением ферромагнитных сердечников. Зачастую согласования добиваются и при помощи внедрения диссипативных потерь в сердечнике трансформатора либо применяя резистивные элементы в схемах согласующих устройств.

Далее, обратимся к рисунку 3, где показаны ненаправленные СШПА, представляющие собой две отдельные антенны, одна из которых диапазона УВЧ устанавливается в верхней части для обеспечения большей дальности в пределах прямой видимости и для уменьшения чувствительности к форме подстилающей поверхности. Вторая антенна располагается в нижней части полотна и является антенной ОВЧ диапазона. Из проведенного анализа построения СШПА подобного типа можно вывести следующий принцип проектирования СШПА (принцип совмещения): **соединение в одной СШПА двух и более самостоятельных по отдельности антенн**. При этом каждая антенна имеет собственное согласующее устройство, основанное, например, на использовании ЧРУ, таких, как диплексеры, триплексеры и т.п. для обеспечения единичного высокочастотного соединителя антенны с радиостанцией. Также возможны варианты построения таких СШПА и без ЧРУ: в таком случае каждая антенна имеет свой высокочастотной соединитель.

Для того, чтобы СШПА была ненаправленной, необходимо соблюдать еще один принцип проектирования (принцип расположения): **вертикальное линейное расположение излучающей структуры с осевой симметрией и ее размещение вдоль нормали к плоскости объекта установки**. Этот принцип необходим для обеспечения равномерной круговой диаграммы направленности в азимутальной плоскости.

Таким образом, благодаря обобщению результатов проведенных исследований удалось сформулировать 4 основных принципа проектирования СШПА, применение на

практике которых позволит синтезировать СШПА с улучшенными характеристиками по назначению.



а) б)

Рис. 3. Примеры совмещенных антенн:
а) две симметричные вибраторные антенны, которые объединяются через ЧРУ [7];
б) несимметричная вибраторная с симметричной вибраторной антенной,
каждая со своим входом [8]

4. Заключение

Проведенный, в том числе, и в данной работе, ряд исследований, посвященных разработке принципов проектирования ненаправленных сверхширокополосных антенн диапазона частот ОВЧ/УВЧ, продемонстрировал наличие возможностей для улучшения основных характеристик СШПА, в том числе, увеличения ширины рабочего диапазона частот антенн и повышения их эффективности. Предложенные в данной работе принципы проектирования были успешно использованы при разработке образцов ненаправленных СШПА, соответствующих требованиям заказчика.

Литература

1. Устройства СВЧ и антенны / Д.И. Воскресенский, В.Л. Гостюхин, В.М. Максимов, Л.И. Пономарев; под ред. Д.И. Воскресенского. – М.: Радиотехника, 2008. – 384 с.
2. Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн / Г.А. Ерохин, О.В. Чернышев, Н.Д. Козырев, В.Г. Кочержевский; под ред. Г.А. Ерохина. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 492 с.
3. Low profile, broad band monopole antenna with inductive/resistive network. United States №09/416,845. Patent US 6429821 B1 / John R. Lewis, Jr.; filled: 12.10.1999; date of patent: 06.08.2002.

4. Двухдиапазонная вертикальная антенна. Российская Федерация №2018146867 Патент RU 2694641 C1 МПК H01Q 5/48 / А.А. Алексеенко; А.Ю. Работинский; заявл. 27.12.2018; опубл. 16.07.2019, бюл. №.20.
5. ROD antenna device. United States №11/814,242. Patent US 7852283 B2 / Jo Morten Eide; filled: 19.01.2006; date of patent: 14.12.2010.
6. High-frequency matching transformer. United States №11/814,242. Patent US 2470307 / Jo Morten Eide; filled: 19.01.2006; date of patent: 14.12.2010.
7. Сверхширокополосная дипольная антенна диапазонов МВ и ДМВ1. Российская Федерация № 2024102371 Патент RU 225131 U1 МПК H01Q9/00 (2006.01). / Драгунов В.А., Круглов А.С., Алексеенко. А.А., Козориз Д.А. – 15.04.2024. Бюл. № 11.
8. Сверхширокополосная двухпортовая антенна. Российская Федерация № 2016125803, Патент RU 2634801 C1 МПК H01Q5/00 (2015.01) / Альшенецкий В.А., Круглов А.С. – 03.11.2017, Бюл. № 31.

REFERENCES

1. Microwave Devices and Antennas / D.I. Voskresensky, V.L. Gostyukhin, V.M. Maksimov, and L.I. Ponomarev; edited by D.I. Voskresensky. – M.: Radiotekhnika, 2008. – 384 p.
2. Antenna and Feeder Devices and Radio Wave Propagation / G.A. Erokhin, O.V. Chernyshev, N.D. Kozyrev, and V.G. Kocherzhevsky; edited by G.A. Erokhin. – M.: Goryachaya Liniya – Telekom, 2004. – 492 p.
3. Low profile, broad band monopole antenna with inductive/resistive network. United States №09/416,845. Patent US 6429821 B1 / John R. Lewis, Jr.; filled: 12.10.1999; date of patent: 06.08.2002.
4. Dual-band vertical antenna. Russian Federation No. 2018146867 Patent RU 2694641 C1 IPC H01Q 5/48 / A.A. Alekseenko; A.Yu. Rabotinsky; applied on 27.12.2018; published on 16.07.2019, Bulletin No. 20.
5. ROD antenna device. United States №11/814,242. Patent US 7852283 B2 / Jo Morten Eide; filled: 19.01.2006; date of patent: 14.12.2010.
6. High-frequency matching transformer. United States №11/814,242. Patent US 2470307 / Jo Morten Eide; filled: 19.01.2006; date of patent: 14.12.2010.
7. Ultra-wideband dipole antenna for VHF and UHF bands. Russian Federation No. 2024102371 Patent RU 225131 U1 IPC H01Q9/00 (2006.01). / Dragunov V.A., Kruglov A.S., Alekseenko A.A., Kozoriz D.A. – 15.04.2024. Bulletin No. 11.
8. Ultra-wideband two-port antenna. Russian Federation No. 2016125803, Patent RU 2634801 C1 IPC H01Q5/00 (2015.01). / Alshenetsky V.A., Kruglov A.S. – 03.11.2017. Bulletin No. 31.

СИНТЕЗ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК С МАКСИМАЛЬНЫМИ КОЭФФИЦИЕНТАМИ НАПРАВЛЕННОГО ДЕЙСТВИЯ

М. В. Кныш[1], С. Н. Разиньков[2], О. Э. Разинькова[2]

[1]Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны имени Маршала Советского Союза Л. А. Говорова (ЯВВУ ПВО), г. Ярославль, Россия
[2]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. На основе метода собственных векторов матричных операторов реализована методика параметрического синтеза антенных решеток, состоящих из гипотетических элементов с изотропными направленными свойствами, по критерию достижения предельных значений коэффициентов направленного действия. С использованием неопределенных множителей Лагранжа выполнена условная оптимизация комплексных амплитуд сформированных токов и исследованы закономерности снижения максимального усиления сигналов при передаче-приеме за счет коррекции боковых лепестков в диаграммах направленности решеток.

Ключевые слова: антенная решетка, диаграмма направленности, коэффициент направленного действия, параметрический синтез распределения токов, метод собственных векторов матричных операторов, неопределенные множители Лагранжа.

SYNTHESIS OF ANTENNA ARRAYS WITH MAXIMUM DIRECTIONAL COEFFICIENTS

M. V. Knysh[1], S. N. Razinkov[2], O. E. Razinkova[2]

[1]Yaroslavl Higher Military School of Air Defense named after Marshal of the Soviet Union L. A. Govorov (YaHMSc AD), Yaroslavl, Russia
[2]Air Force Education and Research Center «The Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy» (AFERC «AFA), Voronezh, Russia

Abstract. Based on the method of eigenvectors of matrix operators, a method of parametric synthesis of antenna arrays consisting of hypothetical elements with isotropic directional properties is implemented according to the criterion of achieving the limit values of directional action coefficients. Using indeterminate Lagrange multipliers, the complex amplitudes of the generated currents were conditionally optimized and the laws of reducing the maximum amplification of signals during transmission-reception due to correction of side lobes in the beam patterns of the arrays were investigated.

Keywords: antenna array, radiation pattern, directional coefficient, parametric synthesis of current distribution, eigenvector method of matrix operators, indefinite Lagrange multipliers.

1. Введение

Определение максимальных коэффициентов направленного действия (КНД) антенных систем имеет важное значение для установления предельно достижимых показателей пространственно-частотной избирательности передачи-приема и усиления сигналов при ограничениях на массогабаритные характеристики конструкций.

Решение данной задачи базируется на процедурах синтеза амплитудно-фазового (фазового) распределения токов для восстановления требуемых направленных свойств приемоизлучающей структуры и нахождения параметров конструкции заданной топо-

логии, реализующих искомое распределение токов [1].

В предлагаемой работе с использованием методов собственных векторов матричных операторов [2] и неопределенных множителей Лагранжа [3] обоснованы варианты конструктивного исполнения кольцевых антенных решеток с максимальными КНД; исследованы закономерности снижения предельных значений КНД при подавлении боковых лепестков диаграмм направленности приемоизлучающих структур.

Цель работы – обоснование комплексных амплитуд токов и реализующих их параметров конструкций антенных решеток с максимально достижимыми КНД.

2. Методика синтеза антенной решетки с максимальным коэффициентом направленного действия

Для формализованного описания топологии кольцевой антенной решетки введем в рассмотрение цилиндрической системе координат (ρ, φ, z), а для нахождения диаграммы направленности и КНД – сферическую систему координат (r, θ, φ). Начальные точки заданных систем координат совмещены между собой и совпадают с центром окружности радиуса R, на которой равномерно расположены N антенных элементов. Раскрыв решетки, ориентированный ортогонально оси Oz цилиндрической системы координат, занимает плоскость $z = 0$.

Ненормированная комплексная диаграмма направленности антенной решетки определяется выражением [2, 4]

$$\dot{F}(\theta, \varphi) = \mathbf{I}^T \dot{\mathbf{f}}(\theta, \varphi), \tag{1}$$

где $\dot{\mathbf{I}} = [i_n]^T$ – вектор-функция токов, $\dot{\mathbf{f}}(\theta, \varphi) \equiv \left[\dot{f}_n(\theta, \varphi) \right]^T$ – вектор парциальных диаграмм направленности антенных элементов ($n = 1, \ldots, N$), T – знак транспонирования; скалярное произведение векторов в (1) определяется по правилу гильбертова пространства [1, 2].

Задавая по аналогии с [4] матрицы $\dot{\boldsymbol{\alpha}}(\theta, \varphi) = [\dot{\alpha}_{nm}(\theta, \varphi)]$ и $\dot{\boldsymbol{\gamma}} = [\dot{\gamma}_{nm}]$ размером $N \times N$ с элементами

$$\dot{\alpha}_{nm}(\theta, \varphi) = \dot{f}_n^*(\theta, \varphi) \dot{f}_m(\theta, \varphi), \qquad n, m = 1, \ldots, N, \tag{2}$$

$$\dot{\gamma}_{nm} = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \dot{\alpha}_{nm}(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi, \qquad n, m = 1, \ldots, N, \tag{3}$$

представим КНД решетки в виде

$$G(\theta, \varphi) = \frac{\mathbf{I}^T \dot{\boldsymbol{\alpha}}(\theta, \varphi) \mathbf{I}}{\mathbf{I}^T \dot{\boldsymbol{\gamma}} \mathbf{I}}, \tag{4}$$

где

$$\overline{P}_0 = W_0 \mathbf{I}^T \dot{\boldsymbol{\gamma}} \mathbf{I} \tag{5}$$

– мощность, излучаемая (принимаемая) гипотетической изотропной антенной при напряженности электрического поля, соответствующей уровню, установленному для решетки, $W_0 = 120\pi$ – волновое сопротивление свободного пространства.

На основании (4), (5) критерий синтеза антенной решетки с максимально дости-

жимым КНД при угловом положении главного луча диаграммы направленности (θ_0, φ_0) определим системой операторных уравнений

$$\begin{cases} \mathbf{I}^T \dot{\boldsymbol{\alpha}}(\theta_0, \varphi_0)\mathbf{I} \to \max; \\ \mathbf{I}^T \dot{\boldsymbol{\gamma}}\, \mathbf{I} = \overline{P}_0 W_0^{-1}. \end{cases} \tag{6}$$

Согласно [2], установление распределения токов вектор-функции $\dot{\mathbf{I}}$ в интересах максимизации (4) в соответствии с целевой функцией критерия синтеза решетки (6) эквивалентно нахождению вектор-функции

$$\dot{\mathbf{V}} = \frac{\dot{\boldsymbol{\gamma}}^{1/2}\mathbf{I}}{W_0^{1/2}}, \tag{7}$$

где $\dot{\boldsymbol{\gamma}}^{1/2}$ – оператор, составленный из матричных элементов (3) в степени $1/2$, для максимального собственного числа λ_0 уравнения [2, 5]

$$\mathbf{B}(\theta_0, \varphi_0)\dot{\mathbf{V}} = \lambda \dot{\mathbf{V}} \tag{8}$$

с положительно определенным оператором

$$\mathbf{B}(\theta_0, \varphi_0) = \frac{\dot{\boldsymbol{\gamma}}^{1/2}\dot{\boldsymbol{\alpha}}(\theta_0, \varphi_0)\dot{\boldsymbol{\gamma}}^{1/2}}{W_0^{1/2}}. \tag{9}$$

Из (2), (8), (9) следует

$$\lambda_0 \dot{\mathbf{V}}_0 = \overline{d}\, \dot{\boldsymbol{\Psi}}(\theta_0, \varphi_0), \tag{10}$$

где

$$\overline{d} = \dot{\mathbf{V}}_0^* \dot{\boldsymbol{\Psi}}(\theta_0, \varphi_0), \tag{11}$$

$$\dot{\boldsymbol{\Psi}}(\theta_0, \varphi_0) = \frac{\dot{\boldsymbol{\gamma}}^{1/2}\dot{\mathbf{f}}(\theta_0, \varphi_0)}{W_0^{1/2}}; \tag{12}$$

символ «*» в (11) означает операцию транспонирования вектор-столбца с комплексным сопряжением элементов.

Из (10), (12) находим тождество

$$\dot{\boldsymbol{\gamma}}\, \dot{\mathbf{g}}(\theta_0, \varphi_0) = \frac{\dot{\mathbf{f}}(\theta_0, \varphi_0)}{W_0^{1/2}}, \tag{13}$$

с вектор-функцией $\dot{\mathbf{g}}(\theta, \varphi) = [\dot{g}_n(\theta, \varphi)]$, компоненты которой $\dot{g}_n(\theta, \varphi)$, $n = 1, \ldots, N$, устанавливают формы огибающих токов для достижения максимального значения КНД антенной решетки в направлении (θ_0, φ_0).

Выражение (10) позволяет установить, что

$$\dot{\mathbf{V}}_0 = \frac{\overline{d}}{\lambda_0} \dot{\boldsymbol{\Psi}}(\theta_0, \varphi_0). \tag{14}$$

Приравнивая левые части (8) и (14), после аналитических преобразований запишем выражение для оптимального по критерию (6) распределение токов решетки

$$\mathbf{I}_0(\theta_0,\varphi_0)=\frac{\overline{d}}{\lambda_0}\dot{\mathbf{g}}(\theta_0,\varphi_0). \tag{15}$$

Максимальное собственное число λ_0 определяется из второго уравнения системы (6), которое с учетом (5), (11) и (12) может быть записано в виде

$$\left|\overline{d}\right|^2=\lambda_0\overline{P}_0. \tag{16}$$

Согласно (15), нахождение вектора комплексных амплитуд токов антенной решетки, при которых выполняется критерий (6), включает в себя решение уравнения (13) и определение собственного вектора оператора с максимальным собственным числом.

3. Методика синтеза антенной решетки с максимально достижимым коэффициентом направленного действия при контроле уровня боковых лепестков диаграммы направленности

В типовых условиях функционирования радиоэлектронных комплексов информационный обмен осуществляется на фоне случайных (непреднамеренных) помех, возникающих за счет излучения различных источников, или организованных (преднамеренных) помех, специально создаваемых в интересах затруднения (срыва) процессов передачи-приема сообщений или навязывания дезинформации.

Поэтому повышение КНД антенных систем для увеличения устойчивости и надежности обработки сигналов, несущих информацию, выполняется совместно с формированием предварительно установленных диаграмм направленности с секторами пространственной режекции помех [1].

В целях достижения наилучшего гарантированного результата при подавлении помех синтез антенных решеток с максимально достижимыми КНД целесообразно выполнять при контроле установленного среднего уровня боковых лепестков диаграмм направленности. В отличие от предложенных в [4, 6] подходов исключается минимизация среднеквадратического отклонения формируемой диаграммы направленного от требуемой, поскольку детальное восстановление структуры боковых лепестков не оказывает существенного влияния на показатели пространственно-частотной избирательности передачи-приема волновых процессов. Следовательно, максимизация КНД антенной решетки с практической точки зрения более адекватна практическим потребностям проектирования по сравнению с синтезом приемоизлучающей конструкции по заданной диаграмме направленности.

Критерий оптимизации токов, соответствующих реализуемым характеристикам направленности антенной решетки, зададим в виде системы операторных уравнений для целевой функции и системных ограничений синтеза

$$\begin{cases}\dfrac{\mathbf{I}^T\dot{\boldsymbol{\alpha}}(\theta_0,\varphi_0)\mathbf{I}}{\mathbf{I}^T\dot{\boldsymbol{\gamma}}\,\mathbf{I}}\to\max;\\ \mathbf{I}^T\dot{\mathbf{f}}(\theta_p,\varphi_p)=\dot{\xi}_p,\quad p=1,\ldots,P\le N-1,\end{cases} \tag{17}$$

где (θ_p,φ_p) – направления контроля уровня боковых лепестков в диаграмме направленности, $p=1,\ldots,P$.

В соответствии с методом неопределенных множителей Лагранжа [3], нахождение экстремальных значений КНД антенной решетки эквивалентно определению вектор-функции $\mathbf{I}_0(\theta,\varphi)$, принимающей фиксированные значения $\dot{\xi}_p$ при (θ_p,φ_p), $p=1,\ldots,P$, и обеспечивающей минимизацию энергетического функционала [4]

$$\tilde{\Phi}_\lambda = \mathbf{I}^T \dot{\boldsymbol{\gamma}}\, \mathbf{I} + \sum_{p=1}^{P} \lambda_p \mathbf{I}^T \dot{\mathbf{f}}\left(\theta_p, \varphi_p\right), \tag{18}$$

где λ_p – неопределенные множители Лагранжа, $p = 1, \ldots, P$. Приравнивая нулю первую вариацию функционала (18) по искомому распределению токов, по аналогии с (15) находим

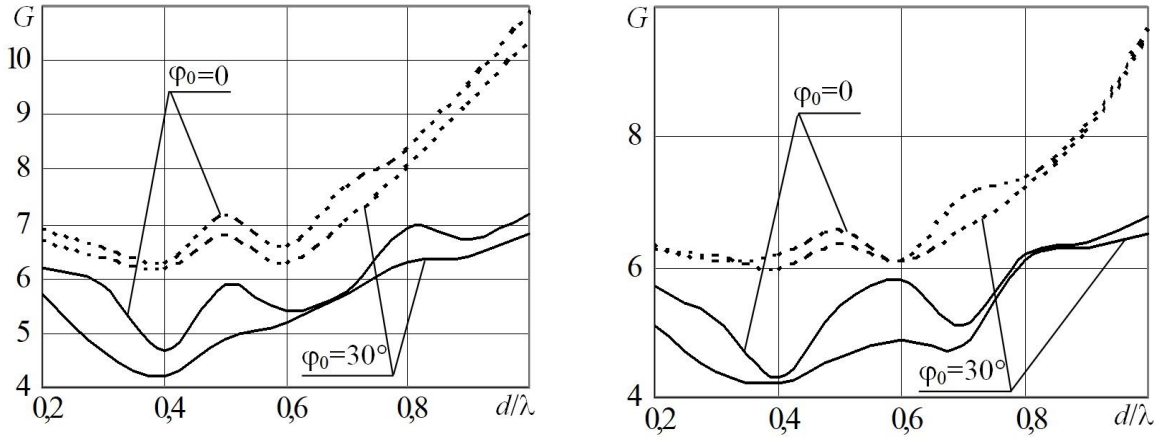
$$\mathbf{I}_0 = -\frac{\overline{P}_0}{W_0 \overline{d}} \sum_{p=1}^{P} \lambda_p \dot{\mathbf{g}}\left(\theta_p, \varphi_p\right). \tag{19}$$

При подстановке (19) во второе уравнение в (17) сформируем систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ)

$$\sum_{s=1}^{P} \lambda_s\, \dot{\mathbf{g}}(\theta_s, \varphi_s) \dot{\mathbf{f}}\left(\theta_p, \varphi_p\right) = -\frac{W_0 \overline{d}}{\overline{P}_0} \dot{\xi}_p, \qquad p = 1, \ldots, P, \tag{20}$$

корни λ'_p, $p = 1, \ldots, P$, которой обеспечивают однозначное восстановление вектора токов (19) для антенной решетки с направленными свойствами, заданными критерием (17).

На рисунке 1а приведены зависимости КНД кольцевых антенных решеток из $N = 4$ (сплошная линия) и $N = 6$ (пунктирная линия) элементов с распределением токов (15) от нормированного на длину волны λ расстояния $d = 2R\sin\left(\pi/N\right)$, при $\theta_0 = 90°$. На рисунке 1б представлены результаты расчета КНД антенных решеток с распределением токов (19) при параметрах, удовлетворяющих СЛАУ (20), при $P = 2$.



а) б)

Рис. 1. Зависимости КНД антенных решеток из $N = 4$ (сплошная линия) и $N = 6$ (пунктирная линия) элементов от d/λ (а – при распределении токов (15), б – при распределении токов (19))

Из приведенных зависимостей следует, что направленные свойства решеток улучшаются по мере уменьшения d/λ. При сокращении электрических межэлементных расстояний с $d/\lambda = 0{,}7$ до $d/\lambda = 0{,}2$ соотношение КНД решетки и одного элемента монотонно стремится к N^2. На основании критерия (6) выполнен синтез антенных решеток из $N = 8$ и $N = 12$ элементов и проведено сравнение их КНД с предельными значениями [7]. Из сопоставления полученных результатов установлено, что при распределении токов (15) направленные свойства решеток монотонно стремятся к потенциальным пределам при увеличении расстояния между антенными элементами. Тенденция сближения значений КНД обусловлена уменьшением искажения парциальных диаграмм отдельных элементов вследствие ослабления электромагнитных связей и сокращения запаса реактивной энергии, запасенной в решетке.

4. Заключение

С применением метода собственных векторов матричных операторов [2] выполнен параметрический синтез антенных решеток с максимально достижимыми КНД. На основе метода неопределенных множителей Лагранжа установлены параметры конструкции и исследованы закономерности снижения КНД решеток при подавлении боковых лепестков диаграмм направленности решеток до предварительно заданного уровня.

Литература

1. Системный анализ и оптимизация антенн радиоэлектронных средств / Д.Д. Габриэльян, В.И. Демченко, В.В. Задорожный [и др.] // Успехи современной радиоэлектроники. 2024. Т. 78. № 6. С. 9–21.
2. Рыбалко А.М., Павлюк В.А., Люличева И.А. Метод восстановления заданной диаграммы в задачах фазового синтеза // Радиотехника и электроника. 1990. Т. 35. № 8. С. 1569–1573.
3. Метод неопределенных множителей Лагранжа / В.И. Бахтин, И.А. Иванишко, А.В Лебедев [и др.]. Минск: Издательство БГУ, 2012. 40 с.
4. Обуховец В.А., Касьянов А.О. Микрополосковые отражательные антенные решетки. Методы проектирования и численное моделирование / Под ред. В.А. Обуховца. М.: Радиотехника, 2004. 240 с.
5. Сазонов Д.М., Школьников А.М. Синтез амплитудно-фазовых распределений произвольных антенных решеток, дающий равномерное приближение к заданной диаграмме направленности // Радиотехника и электроника. 1971. Т. 16. № 1. С. 10–16.
6. Богословский А.В., Разиньков С.Н., Савченко А.В. Синтез кольцевых антенных решеток при избирательном контроле диаграмм направленности // Воздушно-космические силы. Теория и практика. 2025. № 36. С. 163–173.
7. Рыбалко А.М., Павлюк В.А. Предельная направленность кольцевой антенной решетки // Радиотехника и электроника. 1985. Т. 30. № 1. С. 82–85.

References

1. System analysis and optimization of radio electronic antennas/D.D. Gabrielyan, V.I. Demchenko, V.V. Zadorozhny [et al.] // Successes of modern radio electronics, 2024. – Vol. 78. – No. 6. – Pp. 9–21.
2. Rybalko A.M., Pavlyuk V.A., Lyulicheva I.A. Method of restoring a given diagram in phase synthesis problems // Radio engineering and electronics, 1990. – Vol. 35. – № 8. – Pp. 1569–1573.
3. Method of indefinite factors Lagrange / V.I. Bakhtin, I.A. Ivanishko, A.V. Lebedev [et al.]. – Minsk: BSU Publishing House, 2012. – 40 p.
4. Kasyanov A.O. Microwave devices for spatial, frequency and polarization selection and transformation based on printed antenna arrays. Design methods and applications. – Rostov-on-Don, Taganrog: SFU Publishing House, 2021. – 308 p.
5. Sazonov D.M., Shkolnikov A.M. Synthesis of amplitude-phase distributions of arbitrary antenna arrays, giving a uniform approximation to a given directional pattern // Radio engineering and electronics, 1971. – T. 16. – № 1. – Pp. 10–16.
6. Obukhovets V.A., Kasyanov A.O. Micro-strip reflective antenna arrays. Design methods and numerical modeling / By ed. V.A. Obukhovets. – M.: Radio engineering, 2004. – 240 p.
7. Rybalko A.M., Pavlyuk V.A. Limit directivity of the ring antenna array // Radio engineering and electronics, 1985. – Vol. 30. – № 1. – Pp. 82–85.

СПОСОБ СЛОЖЕНИЯ МОЩНОСТИ ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИХ РАДИОУСТРОЙСТВ, РАЗНЕСЕННЫХ В ПРОСТРАНСТВЕ

М. В. Крылова[1]

[1]Военная академия РВСН им. Петра Великого (ВА РВСН), Балашиха, Россия

Аннотация. Представлен способ пространственного сложения мощности приемопередающих радиоустройств, предназначенный для повышения устойчивости радиосвязи в условиях преднамеренного радиоэлектронного подавления. Метод основан на синхронной передаче идентичного сигнала группой радиоустройств, разнесённых в пространстве, что обеспечивает аддитивное формирование напряжённости электромагнитного поля в точке приёма. В отличие от схем с физическим объединением мощностей, реализуется распределённое сложение излучений без каскадного усиления. Для обеспечения когерентности передачи устройства оснащаются блоком вычисления характеристик пространственного разнесения и синхронизации, включающим модуль расчёта радиотрассы и систему точного времени на основе протокола Precision Time Protocol. Алгоритм предусматривает определение временных поправок с учётом задержек распространения сигнала и формирование управляющих команд на переключение в режим сложения мощности. В результате увеличивается отношение сигнал/шум на входе приемного устройства и расширяются функциональные возможности распределённых радиосетей при противодействии активным помехам.

Ключевые слова пространственное сложение мощности; разнесённые радиопередатчики; синхронизация; Precision Time Protocol; энергетический потенциал; отношение сигнал/шум; радиоэлектронное подавление; распределённая радиосеть.

METHOD FOR POWER SUMMATION OF SPATIALLY SEPARATED TRANSCEIVERS

M. V. Krylova[1]

[1]Peter the Great Military Academy of the Strategic Missile Forces, Balashikha, Russia

Abstract A method for spatial power summation of transceivers intended to improve radio communication resilience under intentional electronic suppression is presented. The approach is based on synchronous transmission of an identical signal by spatially separated radio units, providing additive formation of electromagnetic field strength at the reception point. Unlike conventional schemes using physical power combiners, the proposed method implements distributed radiation summation without cascade amplification. To ensure coherent operation, each device is equipped with a spatial separation and synchronization computation unit including a radio path calculation module and a precise timing system based on the Precision Time Protocol. The algorithm determines temporal corrections considering propagation delays and generates control commands to switch transmitters into the power summation mode. As a result, the signal-to-noise ratio at the receiver input increases, enhancing the functionality of distributed radio networks under active jamming conditions.

Keywords: spatial power combining; diversity radio transmitters; synchronization; Precision Time Protocol; energy potential; signal-to-noise ratio; electronic countermeasures; distributed radio network

1. Введение

Способ сложения мощности приемопередающих радиоустройств, разнесенных в пространстве относится к радиотехнике, а именно к защите от преднамеренных помех и может быть использован для противодействия системам радиоэлектронного подавления, путем повышения мощности передаваемого сигнала в канале радиосвязи стационарных и подвижных приемопередающих радиоустройств разнесенных в пространстве.

2. Известные технические решения, наиболее близкие по значению

Известен способ повышения отношения сигнал/шум при применении «принципа затухания помехи» [1]. Способ содержит операцию суммирования сигналов, смешанных с шумом, принимаемых в точках, разнесенных в пространстве, и требует предварительной синхронизации сигналов по времени.

Недостатком реализации данного способа является необходимость накопления передаваемых фрагментов сигналов, что ограничивает его быстродействие.

Известны способы сложения мощности радиопередатчиков [2, 3]. В которых для повышения уровня сигнала в канале связи, требующем восстановления используются широкополосные мосты сложения мощности, к входам которых подключены регулируемые искусственные линии, первые входы которых подключены к выходам антенного коммутатора, вторые входы подключены к системе управления моста сложения, выход широкополосного моста сложения подключен к входу антенного коммутатора.

Недостаток способов заключается в невозможности осуществить сложение мощности приемопередающих устройств с использованием широкополосных мостов, в случае значительного пространственного разнесения радиопередатчиков друг от друга.

Наиболее близким по своей технической сущности к заявляемому способу является способ увеличения мощности помехи за счет суммирования колебаний, созданных разными радиопередатчиками, описанный в [5] - данный способ выбран в качестве прототипа. Согласно способу-прототипу суммирование происходит в пространстве или на входе антенны, когда передатчик формирует, а антенны излучают независимые колебания.

Недостатком реализации способа-прототипа является то, что увеличение мощности излучения осуществляется за счет суммирования колебаний на входе антенны, с использованием параллельно включенных каскадом усилителей мощности, тем самым обуславливает и ограничивает пространственное размещение и использование приемопередающих радиоустройств, требующих дополнительного оборудования усилителями мощности, или суммированием колебаний в пространстве, что невозможно осуществить без синхронизации работы и позиционирования приемопередающих радиоустройств.

3. Раскрытие способа

Техническим результатом заявляемого способа является расширение функциональных возможностей систем радиосвязи по противодействию преднамеренным помехам, путем повышения мощности сигнала в канале радиосвязи за счет суммирования колебаний, созданных разнесенными в пространстве приемопередающими радиоустройствами, находящимися на значительном удалении друг от друга.

Для достижения технического результата в способе сложения мощности приемопередающих радиоустройств, разнесенных в пространстве включающем формирование передатчиками и излучение антеннами независимых колебаний, дополнительно приемопередающие радиоустройства оборудуются блоком вычисления характеристик пространственного разнесения и синхронизации приемопередающих радиоустройств (БВПС), включающим блок вычисления, блок синхронизации, и блок точного времени (опорный источник синхронизации). В БВПС, подключенном к системе управления по проводным линиям связи, вычисляются параметры начала работы приемопередающего радиоустройства, формируют командные сигналы приемопередающего радиоустройства на переключение передатчика в режим работы сложения мощности, формируются управляющие сигналы блока синхронизации, содержащего данные о рабочей частоте, времени передачи и содержании передаваемого сигнала. Осуществляется переключение приемопередающего радиоустройства в режим работы сложения мощности и одновременная и синхронная передача одного и того же (идентичного) сообщения.

4. Описание рисунков, поясняющих реализацию способа

На рисунке 1 представлена схема передачи управляющего сигнала от системы управления ведущему и ведомому приемопередающим радиоустройствам, в составе:

Б.1 - блок управления;

Б.2 - блок коммутации;

Б.3 - БВПС приемопередающих радиоустройств, который необходим, для определения времени и параметров начала работы приемопередающих радиоустройств в режиме сложения мощности;

Б.4 - блок точного времени (опорный источник синхронизации). Данным блоком оборудуются все приемопередающие радиоустройства в системе радиосвязи, но синхронизация работы в режиме сложения мощности происходит по данным того блока, который находится в приемопередающем радиоустройстве определенным как ведущее;

Б.5 - блок синхронизации приемопередающих радиоустройств;

Б.6 - приемопередающее радиоустройство;

Б.7 - блок согласования;

Б.8 - блок вычислений характеристик пространственного разнесения приемопередающих радиоустройств;

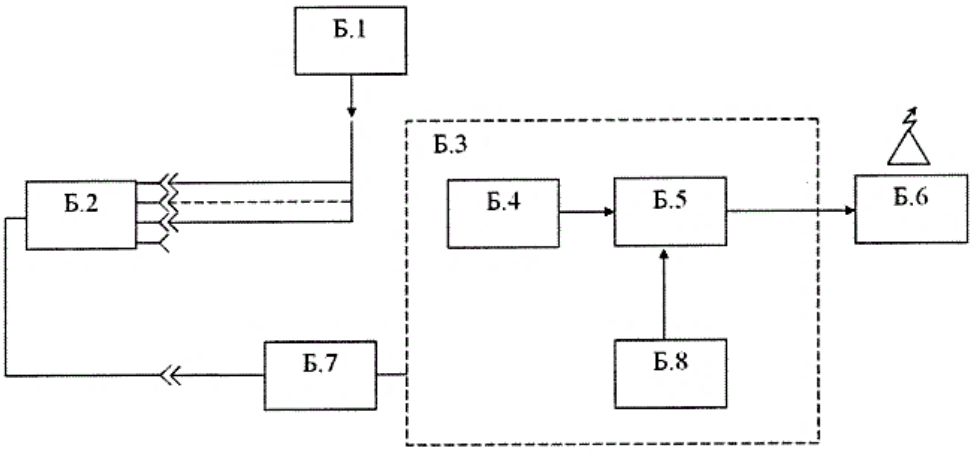


Рис. 1. Схема передачи управляющего сигнала от системы управления ведущему и ведомому приемопередающим радиоустройствам

На рисунке 2 изображена схема организации работы приемопередающих устройств в режиме сложения мощности, где:

1 - ведущее приемопередающее радиоустройство (ВППУ-1);

2-10 - ведомые приемопередающие радиоустройства (ВППУ-2);

11 - приемопередающее радиоустройство, для которого предназначена передаваемая информация.

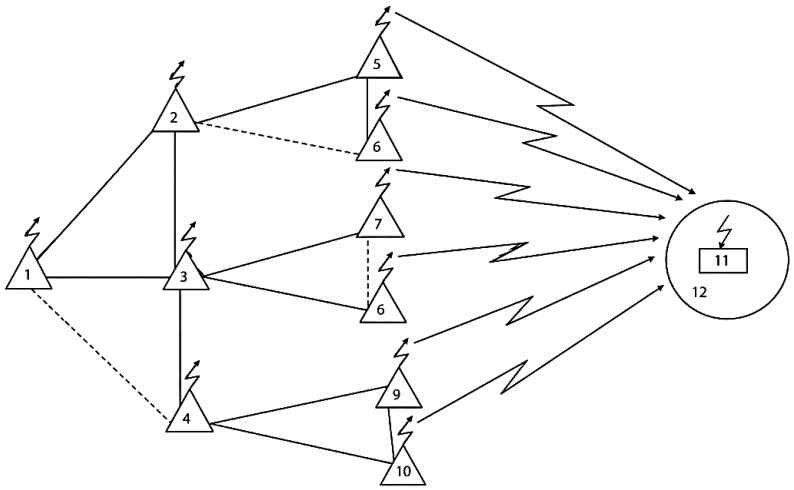


Рис. 2. Схема организации работы приемопередающих устройств в режиме сложения мощности

На рисунке 3 представлена временная диаграмма синхронизации приемопередающих устройств:

ΔT_{BC}, ΔT_A, ΔT_{CB}, ΔT_{BC2}, ΔT_{CB2}, - интервалы времени синхронизации;

T_{C1}, T_{B1}, T_{C2}, T_{B2} - фиксированные временные метки, известные приемопередающим радиоустройствам;

C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, C_6, C_7, C_8, C_9, C_{10} - сообщения настройки синхронизации: «состояние», «время», «квитанция», «задержка запроса», «задержка ответа», «состояние 2», «время 2», «квитанция 2», «время поправки», «команда» соответственно;

ВППУ-1, t - время функционирования ведущего (основного) приемопередающего радиоустройства;

ВППУ-2, t - время функционирования ведомого приемопередающего радиоустройства;

$T_И$ - длительность передаваемого сообщения.

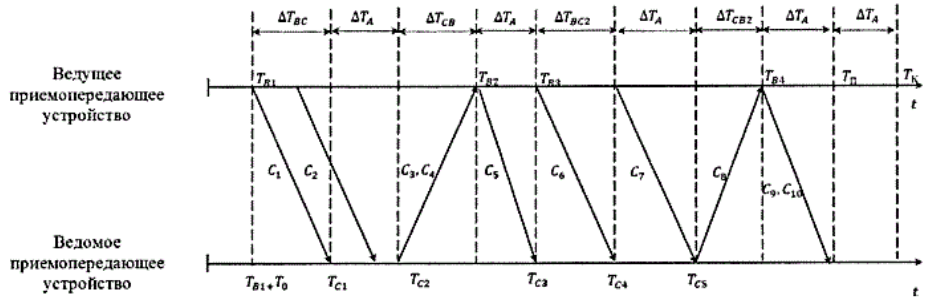


Рис. 3. Временная диаграмма синхронизации приемо-передающих устройств

5. РЕАЛИЗАЦИЯ СПОСОБА

Способ сложения мощности приемопередающих радиоустройств, разнесенных в пространстве, реализуется следующим образом.

Приемопередающие радиоустройства 1-10 (рис. 2) оборудуются блоком вычисления характеристик пространственного разнесения и синхронизации приемопередающих радиоустройств Б.3 (рис. 1) на которые по линиям проводной связи от блока управления Б.1 (рис. 1) поступает командный сигнал на переключение приемопередающих радиоустройств в режим работы сложения мощности, в блоке вычисления характеристик пространственного разнесения и синхронизации приемопередающего радиоустройства Б.3 (рис. 1) производятся следующие действия:

проводятся расчеты радиотрассы на основе имеющихся данных о взаимном расположении приемопередающего радиоустройства в пространстве и относительно друг друга, данных о состояние ионосферы по рекомендациям Международного союза электросвязи ITU-R P.1812, ITU-R P.1240, ITU-R P.533 [7, 8, 9];

определяются параметры начала работы приемопередающего радиоустройства в режиме сложения мощности (рабочая частота, время передачи и содержание передаваемого сигнала);

осуществляется оценка временных параметров приемопередающих радиоустройств 1-10 (рис. 2) и выполняется временная поправка в соответствии с принципом синхронизации описанным в протоколе «точного времени» PTP (Precision Time Protocol), отличающийся тем, что дополнительно вводятся сообщения для оценки временной поправки начала излучения сигнала. Блок Б.5 (рис. 1) формирует управляющий сигнал на передачу сообщений «состояние» C_1 (рис. 3), содержащее данные о рабочей частоте и запрос на начало синхронизации и «время» C_2 (рис. 3), в котором указывается время отправки сообщения «состояние» C_1 (рис. 3) - ТВ1 (рис. 3) измеренное максимально точно к среде передачи для уменьшения ошибки во времени опорного источника ВППУ-1 (рис. 2). ВППУ-2 (рис. 2), после получения первых сообщений «состояние» C_1 (рис. 3) и «время» C_2 (рис. 3) фиксирует время получения сообщения «состояние» C_1 (рис. 3) - T_{C1} (рис. 3) и сравнивает значение с полученным в сообщении «время» C_2 (рис. 3) от ВППУ-1. Разница между этими значениями отражает сдвиг часов T_0 (рис. 3) плюс задержку передачи сообщения от ВППУ-1 (рис. 2) к ВППУ-2 (рис. 2) (ΔT_{BC} (рис. 3)) [11, 12]:

$$T_{C1} - T_{B1} = T_0 + \Delta T_{BC}. \quad (1)$$

Вычисление времени задержки передачи сообщения и сдвига отсчетов часов осуществляется по значениям сообщения ВППУ-2 (рис. 2) «квитанция» + «задержка запроса» (С3+С4 (рис. 3)) со своим временем ТС2 (рис. 3). ВППУ - 1 (рис. 2) в ответ отправляет сообщение «задержка ответа» (С5 (рис. 3)) с временем ТВ2 (рис. 3). Задержка передачи от ВППУ - 1 (рис. 2) к ВППУ - 2 (рис. 2) - T_{CB} (рис. 3) определяется выражением [11, 12]:

$$T_{B2} - T_{C2} = \Delta T_{CB} - T_0. \quad (2)$$

Средняя задержка передачи данных в канале равна среднему арифметическому задержки распространения в обе стороны канала [11, 12]:

$$\Delta T = \frac{\Delta T_{BC} - \Delta T_{CB}}{2}. \quad (3)$$

Зная значения фиксированных временных меток (отсчетов времени) T_{C1}, T_{B1}, T_{C2}, T_{B2} (рис. 3) в блоке Б.5 (рис. 1) ВППУ-1 (рис. 2) вычисляется усредненная задержка распространения сигнала в канале переданных данных [11, 12]:

$$\Delta T = \frac{(T_{C1} - T_{B2}) + (T_{B2} - T_{C2})}{2}. \quad (4)$$

На втором этапе производится окончательная синхронизация - выполняется после передачи ВППУ-1 (рис. 2) второй последовательности сообщений «состояние 2» C_6 (рис. 3) с фиксированным значением времени T_{C3} (рис. 3) и «время 2 » с фиксированным

значением времени $T_{ВЗ}$ (рис. 3). В вычислительном блоке Б.3 ВППУ-2 (рис. 2) вычисляется временная поправка своих часов по формуле [11, 12]:

$$T_0 = T_{СЗ} - T_{ВЗ} - \Delta T. \quad (5)$$

После этого ВППУ-2 подстраивает свои часы в соответствии с вычисленными значениями ВППУ-1 вычисляет временную поправку начала излучения сигнала $T_П$ (рис. 3) представляющую собой сумму длительности передаваемого сигнала и временной поправки ВППУ-2 (рис. 2) [11, 12]:

$$T_П = \left(T_{СЗ} - T_{ВЗ} - \Delta T\right) + T_И. \quad (6)$$

После получения сообщения «временная поправка» $С_9$ (рис. 3) и «команда» $С_{10}$ (рис. 3) от ведущего (основного) ВППУ-1 (рис. 2), ВППУ-2 (рис. 2) приемопередающие радиоустройства 1-10 (рис. 2) переключаются в режим работы сложения мощности в строго синхронизированный момент времени и начинают излучение сигнала в режиме сложения мощности. В результате работы приемопередающих радиоустройств 1-10 (рис. 2) в режиме сложения мощности напряженность поля в точке приема 12 (рис. 2) суммируется и будет представлять собой аддитивную смесь напряженностей поля, создаваемую всеми приемопередающими радиоустройствами 1-10 (рис. 2) [5-7]:

$$\sum E_п = \sqrt{E_1^2 + E_1^2 + \cdots + E_n^2}. \quad (7)$$

вследствие чего увеличится отношение сигнал/шум на входе приемопередающего радиоустройства, 11 (рис. 2) до необходимого уровня, определяемого техническими характеристиками приемопередающих радиоустройств.

6. Заключение

Таким образом, оборудование приемопередающих радиоустройств БВПС, включающим блок вычисления, блок синхронизации и блок точного времени (опорный источник синхронизации), подключенным к системе управления по проводным линиям связи, в котором вычисляются параметры начала работы приемопередающего радиоустройства, формируются командные сигналы приемопередающим радиоустройствам на переключение передатчиков в режим работы сложения мощности, формируются управляющие сигналы блока синхронизации, содержащего данные о рабочей частоте, времени передачи и содержании передаваемого сигнала, осуществляется переключение приемопередающего радиоустройства в режим работы сложения мощности и одновременная и синхронная передача одного и того же (идентичного) сообщения позволяет достичь технического результата заявленного способа. Достижение технического результата заявленного способа и эффективность его применения подтверждается объективной возможностью:

синхронизации работы приемопередающих радиоустройств, представленным порядком использования командных сигналов [10, 11];

сложения напряженности поля в точке приема при режиме работы приемопередающих радиоустройств заявленным способом [5];

увеличения отношения сигнал/шум на входе приемопередающего радиоустройства в точке приема в режиме работы сложения мощности [1];

возможностью повышения мощности передаваемого сигнала приемопередающими радиоустройствами, функционирующими в режиме сложения мощности [5, 6].

Литература

1. Патент WO 2011/145981. Способ и система повышения энергетического потенциала радиосистем. Опубл. 24.11.2011.

2. Патент RU 2580401 C1. Способ повышения помехоустойчивости радиосвязи. Заявл. 12.02.2015, опубл. 10.04.2016.
3. Патент RU 2667979 C1. Способ пространственного сложения сигналов радиопередатчиков. Заявл. 15.05.2017, опубл. 27.09.2018.
4. Патент RU 2756290 C1. Способ синхронной работы разнесённых радиопередающих устройств. Заявл. 18.03.2020, опубл. 28.09.2021.
5. Куприянов А.И. Радиоэлектронная борьба. 4-е изд. М.: Вузовская книга, 2016. – 360 с.
6. Грудинская Г.П. Распространение радиоволн: учеб. пособие для радиотехн. спец. вузов. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Высш. школа, 1975. – 280 с.
7. Ирха Б.Т. Организация и обеспечение связи: учеб. пособие. Харьков: МО СССР, 1972. – 392 с.
8. Метод для прогнозирования рабочих характеристик ВЧ-линий. Рекомендация МСЭ-R P.533-12. Серия P. Распространение радиоволн. Женева: ITU, 2013. – 26 с.
9. Методы прогнозирования основной МПЧ, рабочей МПЧ и траектории луча. Рекомендация МСЭ-R P.1240-2. Серия P. Распространение радиоволн. Женева: ITU, 2015. – 5 с.
10. Метод прогнозирования распространения сигнала на конкретной трассе для наземных служб «из пункта в зону» в диапазонах УВЧ и ОВЧ. Рекомендация МСЭ-R P.1812. Серия P. Распространение радиоволн. Женева: ITU, 2007. – 30 с.
11. IEEE Standard for a Precision Clock Synchronization Protocol for Networked Measurement and Control Systems. IEEE Std 1588-2008. New York: IEEE, 2008.
12. Mills D.L. Network Time Protocol (Version 3): Specification, Implementation and Analysis. IETF RFC 1305. March 1992.

REFERENCES

1. Patent WO 2011/145981. Method and system for increasing the energy potential of radio systems. Publ. 24.11.2011.
2. Patent RU 2580401 C1. Method for increasing radio communication interference immunity. Stated 12.02.2015, publ. 10.04.2016.
3. Patent RU 2667979 C1. Method of spatial summation of radio transmitter signals. Stated 15.05.2017, publ. 27.09.2018.
4. Patent RU 2756290 C1. Method for synchronous operation of spatially separated radio transmitters. Stated 18.03.2020, publ. 28.09.2021.
5. Kupriyanov A.I. Electronic warfare. 4th ed. Moscow: Vuzovskaya kniga, 2016. – 360 p.
6. Grudinskaya G.P. Radio wave propagation. 2nd ed., revised and enlarged. Moscow: Vysshaya shkola, 1975. – 280 p.
7. Irkha B.T. Organization and provision of communication. Kharkov: Ministry of Defense of the USSR, 1972. – 392 p.
8. Method for the prediction of the performance of HF circuits. ITU-R Recommendation P.533-12. Radiowave propagation series P. Geneva: ITU, 2013. – 26 p.
9. Methods for the prediction of basic MUF, operational MUF and ray path. ITU-R Recommendation P.1240-2. Radiowave propagation series P. Geneva: ITU, 2015. – 5 p.
10. A propagation prediction method for terrestrial services in the VHF and UHF bands. ITU-R Recommendation P.1812. Radiowave propagation series P. Geneva: ITU, 2007. – 30 p.
11. IEEE Standard for a Precision Clock Synchronization Protocol for Networked Measurement and Control Systems. IEEE Std 1588-2008. New York: IEEE, 2008.
12. Mills D.L. Network Time Protocol (Version 3): Specification, Implementation and Analysis. IETF RFC 1305. March 1992.

ВЛИЯНИЕ РАЗМЕРОВ РЕЗОНАТОРОВ НА ПОГЛОЩАЮЩИЕ СВОЙСТВА МЕТАСТРУКТУРЫ

Падалинский М. М., Фитаев И.Ш., Болдырев Н. А., Старосек А. В., Чалухиди В.В., Мазинов А. С.

Физико-технический институт, ФГАОУ ВО «Крымский федеральный университет им. В. И. Вернадского» (ФТИ КФУ), Симферополь, Российская Федерация

Аннотация. В представленной работе рассматривается зависимость частотной характеристики поглощения падающей электромагнитной волны метаструктурой, состоящей из L-образных резонаторов от их размеров. В качестве основного параметра, определяющего размеры резонаторов и расстояние до них от края структуры, была выбрана длина волны для частоты 20 ГГц, являющейся серединой для исследуемого диапазона 15-25 ГГц. Исследования проводились в пакете программ CST Studio.

Ключевые слова: CST Studio, частотная характеристика, поглощение, длина волны, метаструктура, резонаторы.

THE EFFECT OF RESONATOR SIZES ON THE ABSORBING PROPERTIES OF THE METASTRUCTURE

M. M. Padalinskiy, I. S. Fitaev, N. A. Boldyrev, A. V. Starosek, V.V. Chaluhidi, A. S. Mazinov

Physical-Technical Institute of V.I. Vernadsky Crimean Federal University, Simferopol, Russian Federation

Abstract. In this paper, the dependence of the frequency response of the absorption of an incident electromagnetic wave by a metastructure consisting of L-shaped resonators on their size is considered. The wavelength for the frequency of 20 GHz, which is the midpoint for the studied range of 15-25 GHz, was chosen as the main parameter determining the size of the resonators and the distance to them from the edge of the structure. The research was provided in the CST Studio software package.

Keywords: CST Studio, frequency response, absorption, wavelength, metastructure, resonators.

1. Введение

За последние несколько лет электромагнитные метаматериалы, или просто метаматериалы, привлекли огромное внимание научных кругов и промышленности из-за их необычного электромагнитного отклика в субволновом диапазоне, который обычно не встречается в природе [1,2]. Метаматериалы способны создавать такие эффекты, как отрицательный показатель преломления, где < 0, $\mu < 0$, часто называемый двойным отрицательным показателем или левосторонним преломлением, который был теоретически изучен профессором В.Г. Веселаго [3-5]. С тех пор число исследователей, интересующихся метаматериалами, быстро росло и, таким образом, открывало много новых возможностей во многих областях исследований. Одно из наиболее перспективных применений данных материалов связано с электромагнитными поглотителями, поскольку они могут обеспечить более широкую полосу пропускания, меньший вес и размер, а также улучшенную угловую стабильность и нечувствительность к поляризации [6,7].

Применение метаматериалов в качестве поглотителей позволяет эффективно подбирать импеданс за счет управления диэлектрической проницаемостью и магнитопроводностью структуры во всем частотном диапазоне. Более того, поглотитель, обладающий этой особенностью, известен как идеальный поглотитель, был продемонстрирован Н. Лэнди и соавторами в 2008 году [8]. С тех пор было предложено большое количество различных метапокрытий, отличающихся большей гибкостью и компактностью по сравнению с традиционными поглотителями, такими как экранирующие и радиопоглощающие материалы. Кроме того, для характеристики метапокрытий часто применяются эквивалентные схемы [9,10], в отличие от широкополосных поглотителей, для которых в литературе отсутствуют такие схемы и методы поиска параметров для этих структур.

В данной работе рассматривается метаструктура с двойными L-образными резонаторами, расположенными зеркально относительно друг друга (рис. 1). Такая форма не только является простой и дешевой в изготовлении, но и функциональной, так как разделение (f) и L-образные резонаторы приводят к широкополосному поглощению вместо множественных пиков от каждого отдельного резонатора [11, 12]. Разделение (f) оказывает непосредственное влияние на свойство поглощения из-за перераспределения зарядов с большим количеством электрических и магнитных диполей [13].

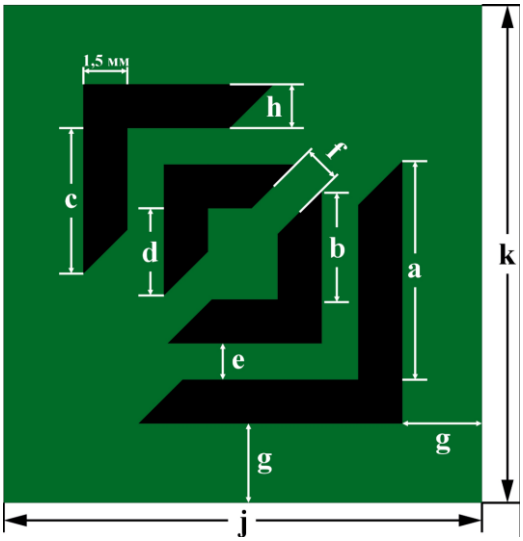


Рис. 1. Метаструктура с L-образными резонаторами.

Размеры резонаторов и расстояние непосредственно между ними и от краев структуры являются кратными длине волны для частоты 20 ГГц, равной 15 мм. При этом подложка выполнена из текстолита марки FR-4 толщиной 1,6 мм, а резонаторы и зеркало под структурой – из меди толщиной 0,035 мм.

2. Полученные результаты

Исследования структур проводилось в пакете CST Studio в частотном диапазоне от 15 до 25 ГГц. Для моделирования применялся «вычислитель в частотной области» (Frequency domain solver), являющийся наиболее подходящим для расчетов в высокочастотной области, благодаря решению трехмерной электродинамической задачи методом конечных элементов, которое осуществляется на определенных частотных точках, а для получения полного спектра используется свипирование по частоте [14]. В данной модели используются периодические граничные условия вокруг элементарной ячейки в направлениях x и y, в то время как в направлении z, задается открытое

пространство (идеально согласованный слой) как показано на рис. 2. Падающая волна распространяется вдоль направления z.

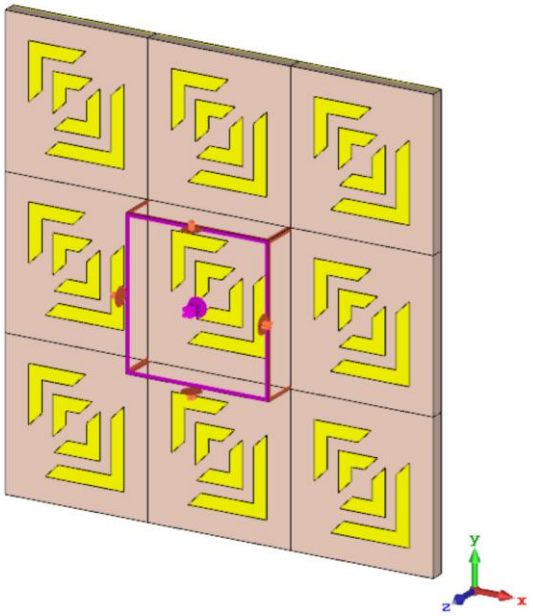


Рис. 2. Задание граничных условий в CST Studio.

Для исследования были выбраны 4 структуры с размерами резонаторов, варьирующимися от λ/2 до λ/10 (Рис. 3).

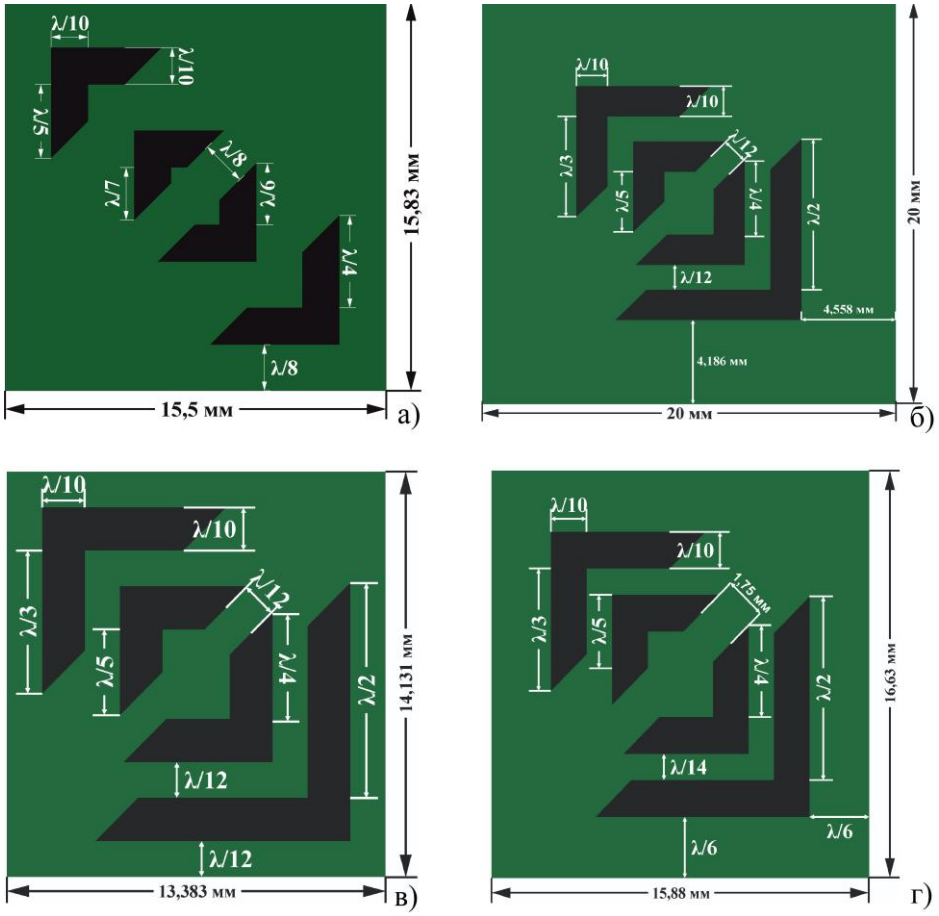


Рис. 3. Различные версии метаструктур: а) первая; б) вторая; в) третья; г) четвертая.

Далее рассмотрим результаты симуляции описанных выше метаструктур (рис. 4).

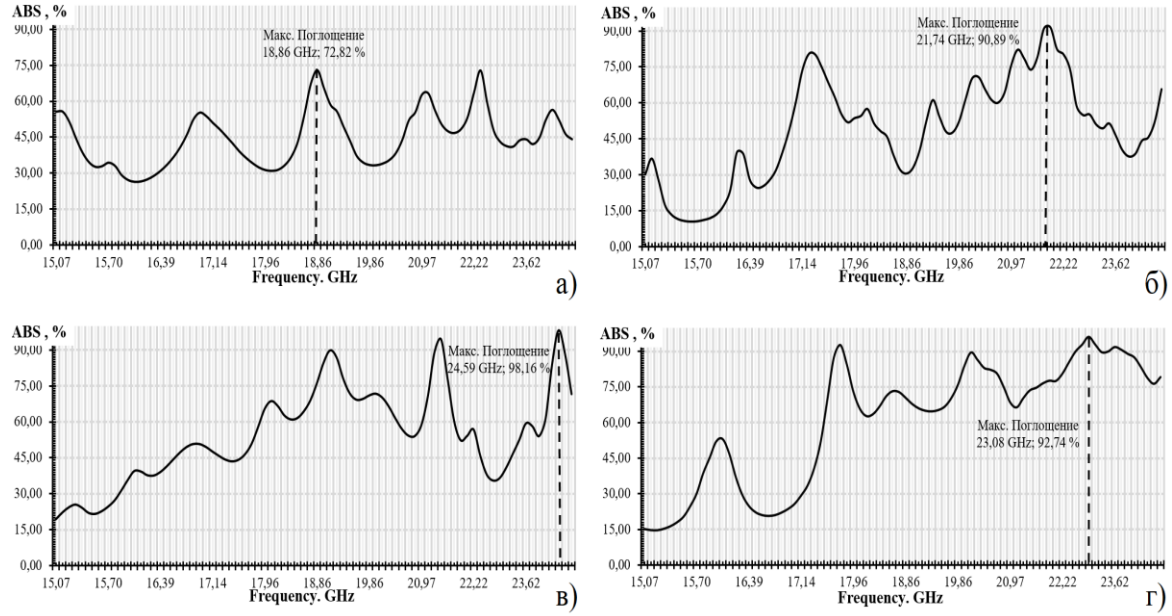


Рис. 4. Частотные характеристики для а) первой; б) второй; в) третьей; г) четвертой версии метаструктуры.

Как видно из полученных результатов, первая версия обладает наихудшими результатами поглощения, показывая низкое общее поглощение, а также наименьший пиковый показатель среди других. Это объясняется самыми маленькими размерами резонаторов, что дает, соответственно, малую площадь взаимодействия с падающей волной, и, как следствие, прохождение волны сквозь нее. Остальные структуры показывают более высокое среднее поглощение и пики. Стоит отметить, что версия 4 обладает наиболее оптимальными результатами, демонстрируя высокий уровень поглощения без провалов ниже 62% в области от 17,5 до 25 ГГц, а также более широкополосные пики, нежели другие версии, благодаря наилучшему соотношению размеров резонаторов к размерам подложки и расстоянию между ними.

3. Заключение

В ходе данной работы была выполнена симуляция различных версий метаструктур с L-образными резонаторами в пакете CST Studio и произведено сравнение полученных результатов, которое показало, что промоделированные метаструктуры обладают высоким уровнем поглощения падающей волны на достаточно широкой полосе частот. Особенно стоит выделить версию 4, обладающую оптимальными параметрами для дальнейшей разработки комбинированных многослойных метапокрытий с расширенной полосой частот.

4. Благодарности

Исследование выполнено при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект № 25-22-00261).

Литература

1. N. Engheta and R.W. Ziolkowski, “Metamaterials: physics and engineering explorations, ”John Wiley & Sons, 2006.

2. 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
3. V.G. Veselago,“The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of and μ,”Soviet physics uspekhi, vol. 10, no. 4, p. 509-514, 1968.
4. 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, 2020, № 12. DOI: 10.30898/1684-1719.2020.12.4
5. 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
6. Y. Lee, J. Yull Rhee, Y. J. Yoo and W. Kim, “Metamaterials for Perfect Absorption" Springer, 2016.
7. A. E. Culhaoglu, A. V. Osipov and P. Russer, “Mono-and bistatic scattering reductionby ametamaterial lowreflection coating,” IEEE Transactionson Antennas and Propagation, vol. 61, no. 1, pp.462-466, 2012.
8. N. I. Landy, S. Sajuyigbe, J. J. Mock, D. R. Smith, and W. J. Padilla, “Perfect metamaterial absorber,” Physical review letters, vol. 100, no. 20, p. 207402, 2008.
9. D. Lee, N. T. Trung, U.-C. Moon and S. Lim, “Optimal parameter retrieval for metamaterial absorbers using the least-square method for wide incidence angle insensitivity,” Applied optics, vol. 56, no. 16, pp. 4670–4674, 2017.
10. F. Costa, A. Monorchio and G. Manara, “Analysis and design of ultra thin electromagnetic absorbers comprising resistively loaded high impedance surfaces,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, no. 5, pp. 1551–1558, 2010.
11. J.B.O. De Araújo, G.L. Siqueira, E. Kemptner, M. Weber, C. Junqueira, M.M. Mosso, An ultrathin and ultrawideband metamaterial absorber and an equivalent-circuit parameter retrieval method. IEEE Trans. Antennas Propag. 68(5), 3739–3746 (2020)
12. D.Q. Vu, D.H. Le, H.T. Dinh, T.G. Trinh, L. Yue, D.T. Le, D.L. Vu, Broadening the absorption bandwidth of metamaterial absorber by coupling three dipole resonances. Physica B 532, 90–94 (2018)
13. 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.
14. 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

REFERENCES

1. N. Engheta and R.W. Ziolkowski, “Metamaterials: physics and engineering explorations, ”John Wiley & Sons, 2006.
2. 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
3. V.G. Veselago,“The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of and μ,”Soviet physics uspekhi, vol. 10, no. 4, p. 509-514, 1968.
4. 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
5. 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
6. Y. Lee, J. Yull Rhee, Y. J. Yoo and W. Kim, “Metamaterials for Perfect Absorption" Springer, 2016.
7. A. E. Culhaoglu, A. V. Osipov and P. Russer, “Mono-and bistatic scattering reductionby ametamaterial lowreflection coating,” IEEE Transactionson Antennas and Propagation, vol. 61, no. 1, pp.462-466, 2012.
8. N. I. Landy, S. Sajuyigbe, J. J. Mock, D. R. Smith, and W. J. Padilla, “Perfect metamaterial absorber,” Physical review letters, vol. 100, no. 20, p. 207402, 2008.
9. D. Lee, N. T. Trung, U.-C. Moon and S. Lim, “Optimal parameter retrieval for metamaterial absorbers using the least-square method for wide incidence angle insensitivity,” Applied optics, vol. 56, no. 16, pp. 4670–4674, 2017.
10. F. Costa, A. Monorchio and G. Manara, “Analysis and design of ultra thin electromagnetic absorbers comprising resistively loaded high impedance surfaces,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, no. 5, pp. 1551–1558, 2010.
11. J.B.O. De Araújo, G.L. Siqueira, E. Kemptner, M. Weber, C. Junqueira, M.M. Mosso, An ultrathin and ultrawideband metamaterial absorber and an equivalent-circuit parameter retrieval method. IEEE Trans. Antennas Propag. 68(5), 3739–3746 (2020)
12. D.Q. Vu, D.H. Le, H.T. Dinh, T.G. Trinh, L. Yue, D.T. Le, D.L. Vu, Broadening the absorption bandwidth of metamaterial absorber by coupling three dipole resonances. Physica B 532, 90–94 (2018)
13. 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.
14. 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

МЕТОД СИНТЕЗА МНОГОВИБРАТОРНОЙ АНТЕННЫ ПО ТРЕБОВАНИЯМ К ХАРАКТЕРИСТИКАМ НАПРАВЛЕННОСТИ В ЗАДАННОМ НАПРАВЛЕНИИ НА ОСНОВЕ ГЕНЕТИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА

С. Е. Мищенко[1], С. В. Землянский[2]

[1]ФГУП «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи» (РНИИРС), Ростов-на-Дону, Российская Федерация
[2]Краснодарское высшее военное училище имени генерала армии С.М. Штеменко (КВВУ), Краснодар, Российская Федерация

Аннотация. Разработан метод амплитудно-фазового синтеза антенны, состоящей из нескольких тонких произвольно ориентированных симметричных вибраторов с совмещенными центрами по требованиям к пространственным и поляризационным характеристикам в заданном направлении. Многовибраторная антенна составлена из нескольких тонких симметричных вибраторов с совмещенными центрами и заданной пространственной ориентации. Для решения задачи синтеза многовибраторная антенна дополняется парой ортогональных симметричных вибраторов, размещенных в дальней зоне и ориентированных вдоль ортов сферической системы координат. Математическая модель антенны построена на основе выражений для поля вертикального симметричного вибратора в произвольной точке пространства, позволяющих оценить напряженность поля вдоль каждого вибратора системы и заполнить матрицу сопротивлений методом наведенных ЭДС. Решение задачи синтеза сведено к итерационному процессу, в ходе которого определяются ЭДС на входах многовибраторной антенны, при которых выполняются требования к векторной диаграмме направленности или к коэффициенту эллиптичности. В ходе численных исследований продемонстрированы возможности формирования в заданном направлении: единичного и нулевого коэффициентов эллиптичности, нуля диаграммы направленности.

Ключевые слова: многовибраторная антенна; матрица сопротивлений; метод наводимых ЭДС; генетический алгоритм; амплитудно-фазовый синтез.

A METHOD FOR SYNTHESIZING A MULTI-DIPOLE ANTENNA BASED ON DIRECTIVITY REQUIREMENTS IN A GIVEN DIRECTIONALITY USING A GENETIC ALGORITHM

S. E. Mishchenko[1], S. V. Zemlyansky[2]

[1]Federal State Unitary Enterprise "Rostov-on-Don Institute of Radio Communications", Rostov-on-Don, Russian Federation.
[2]Krasnodar Higher Military School named after Army General S.M. Shtemenko (KHMS), Krasnodar, Russian Federation

Abstract. A method of amplitude-phase synthesis of an antenna consisting of several thin arbitrarily oriented symmetric vibrators with aligned centers has been developed, based on the requirements for spatial and polarization characteristics in a given direction. A multi-vibrator antenna consists of several thin symmetric vibrators with aligned centers and a given spatial orientation. To solve the synthesis problem, the multi-vibrator antenna is supplemented with a pair of orthogonal symmetric vibrators located in the far field and oriented along the axes of a spherical coordinate system. The mathematical model of the antenna is based on expressions for the field of a vertical symmetric vibrator at an arbitrary point in space, which

allow us to estimate the field strength along each vibrator of the system and fill in the resistance matrix using the induced EMF method. The solution of the synthesis problem is reduced to an iterative process, during which the EMFs at the inputs of the multi-vibrator antenna are determined, so that the requirements for the vector radiation pattern or the ellipticity coefficient are met. Numerical studies have demonstrated the possibility of forming a unit ellipticity coefficient and a zero radiation pattern in a given direction.

Keywords: multivibrator antenna; impedance matrix; induced EMF method; genetic algorithm; amplitude-phase synthesis.

1. Введение

Многовибраторные антенны с управляемыми пространственно-поляризационными характеристиками представляют интерес при построении систем связи и радиолокации, в которых требуется осуществлять последовательное или параллельное согласование/рассогласование антенны с источником сигнала в заданном направлении. В [1-5] рассматривалась задача управления характеристиками направленности антенн из трех взаимно ортогональных вибраторов. При этом управление осуществлялось изменением комплексных амплитуд и длин вибраторов. Управление длинами вибраторов является технически более сложной задачей, чем сложение сигналов каналов антенны с заданными весовыми коэффициентами. В [6, 7] решалась задача пространственной селекции электромагнитных волн с последующей поляризационной обработкой сигналов антенны как и в [5], а в [8] - триортогональной антенны из трех магнитных рамок. Технические решения [6-8] имеют ограничения по формированию ДН в заданном направлении, обойти которые можно, например, введением 4-х или 5-ти элементов в состав антенны для полноценного управления. В [9,10] рассматривалась биортогональная вибраторная антенна, состоящая из двух турникетных вибраторных антенн, развернутых друг относительно друга на которая использовалась для приема сигнала круговой поляризации и подавления линейно поляризованной помехи. Фазовые центры турникетных антенн были разнесены на некоторое расстояние, которое позволяло пренебречь взаимным влиянием вибраторов. Разворот турникетных антенн обеспечивает возможность управления поляризационными характеристиками даже в направлении нормали турникетных антенн. Однако предложенный в [9,10] подход не учитывал взаимную связь вибраторов.

В связи с этим представляет интерес выбор амплитуд и фаз в каналах многовибраторной антенны для формирования заданных пространственно-поляризационных свойств антенны в заданном направлении с учетом матрицы сопротивлений.

Цель работы – создание слабонаправленных антенн, обеспечивающих пространственно-поляризационное согласование/рассогласование антенны с источником сигнала в заданном направлении.

2. Постановка задачи

Введем декартову систему координат $Oxyz$ и свяжем с ней сферическую систему координат (ССК) $Or\theta\varphi$. Рассмотрим антенную систему на рис.1, состоящую из N тонких симметричных вибраторов с длинами плеч l_n и фазовыми центрами, помещенными в одну точку O – начало координат ($n = 1, 2, ..., N$). Пространственную ориентацию n-го вибратора определим с помощью пары углов (θ'_n, φ'_n).

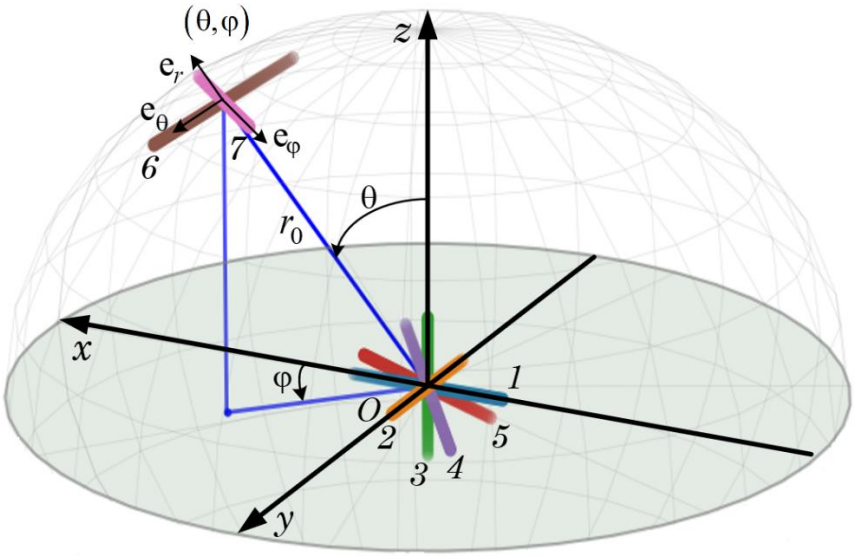


Рис. 1. Геометрия вибраторной антенны

Число N вибраторов в составе рассматриваемой антенны достаточно мало. В связи с этим требования к ДН будем формулировать только в одном направлении (θ_1, φ_1).

Требуется определить вектор $\hat{\mathbf{U}}$ комплексных ЭДС на входах вибраторов, при котором в направлении (θ_1, φ_1) формируется максимум амплитудной ДН $\left|F\left(\theta_1, \varphi_1, \hat{\mathbf{U}}\right)\right|$, заданное значение коэффициента эллиптичности (КЭ) $K(\theta_1, \varphi_1)$, минимальное значение амплитудной ДН, отдельных компонент векторной ДН $F_\theta\left(\theta_1, \varphi_1, \hat{\mathbf{U}}\right), F_\varphi\left(\theta_1, \varphi_1, \hat{\mathbf{U}}\right)$ или комбинации перечисленных характеристик.

Поскольку мощность, подводимая к антенне, должна быть конечна, то дополним данную постановку задачи ограничением

$$\| \hat{\mathbf{U}} \|_2^2 = 1. \tag{1}$$

Здесь $\| \mathbf{U} \|_2$ – евклидова норма комплексного пространства C^N.

В этом случае сформулированная задача может быть сведена к минимизации целевой функции

$$g(\mathbf{U}) = \left|1 - \| \mathbf{U} \|_2^2\right| + \sum_{m=1}^{M} \beta_m h_m(\mathbf{U}), \tag{2}$$

где $\beta_m \geq 0$ – постоянный коэффициент, определяющий важность частной целевой функции $m = 1, 2, \ldots, M$; $h_m(\mathbf{U})$ – частная целевая функция.

Частные целевые функции будем строить на основе сигмоидной функции вида

$$h(x, x_0, a) = \frac{1}{1 + \exp\left(-a\left|x - x_0\right|\right)}. \tag{3}$$

Здесь a – константа, определяющая скорость монотонного возрастания сигмоидной функции; x_0 – смещение.

Допустим, требуется минимизировать значение целевой функции вида (3) и максимизировать $x > 0$. В этом случае параметр a выберем отрицательным, а $x_0 = 0$. При возрастании значения x сигмоидная функция будет все больше приближаться к нулю. Если же требуется сформировать минимальное значение частной целевой функции при $x \to 0$, то параметр a зададим неотрицательным, а значение x_0 определим

равным максимально достижимому значению. В этом случае получим, что наименьшее значение сигмоидной функции будет соответствовать $x = 0$.

Пусть сначала в направлении (θ_1, φ_1) требуется обеспечить возможно большее значение амплитудной ДН и единичный КЭ. В этом случае (2) запишем в виде

$$g(\mathbf{U}) = \left|1 - \| \mathbf{U} \|_2^2\right| + \beta_1 h\left(F(\mathbf{U}), 0, a_1 < 0\right) + \beta_2 h\left(K(\mathbf{U}), 0, a_2 < 0\right). \quad (4)$$

Если теперь требуется сформировать нуль ДН, то выражение (2) следует записать в виде

$$g(\mathbf{U}) = \left|1 - \| \mathbf{U} \|_2^2\right| + \beta_1 h\left(F(\mathbf{U}), 1, a_1 > 0\right) + \beta_2 h\left(K(\mathbf{U}), 1, a_2 > 0\right). \quad (5)$$

При формировании нулевого значения КЭ, можно рассмотреть различные способы задания (2):

$$g(\mathbf{U}) = \left|1 - \| \mathbf{U} \|_2^2\right| + \beta_1 h\left(F(\mathbf{U}), 1, a_1 > 0\right) + \beta_2 h\left(K(\mathbf{U}), 0, a_2 < 0\right); \quad (6)$$

$$g(\mathbf{U}) = \left|1 - \| \mathbf{U} \|_2^2\right| + \beta_1 h\left(F_\theta(\mathbf{U}), 0, a_1 < 0\right) + \beta_2 h\left(K(\mathbf{U}), 0, a_2 < 0\right) + \beta_3 h\left(F_\varphi(\mathbf{U}), 1, a_1 > 0\right); \quad (7)$$

$$g(\mathbf{U}) = \left|1 - \| \mathbf{U} \|_2^2\right| + \beta_1 h\left(F_\varphi(\mathbf{U}), 0, a_1 < 0\right) + \beta_2 h\left(K(\mathbf{U}), 0, a_2 < 0\right) + \beta_3 h\left(F_\theta(\mathbf{U}), 1, a_1 > 0\right). \quad (8)$$

В выражениях (4)-(8) $F(\mathbf{U}), F_\theta(\mathbf{U}), F_\varphi(\mathbf{U}), K(\mathbf{U})$ – амплитудная ДН, компоненты векторной ДН и КЭ соответственно.

После того, как целевая функция определена, можно приступить к решению задачи.

$$g(\mathbf{U}) \to \min_{\mathbf{U} \in \mathbb{C}^N}. \quad (9)$$

3. Математическая модель

Весь текст доклада структурируется по разделам, заголовки которых

Для расчета ДН и КЭ используются следующая идея. Для расчета поля вдоль каждого вибратора, расположенного в произвольной точке пространства, используется известное выражение [11]. Далее для синусоидальных токов рассчитывается матрица сопротивлений и составляется система контурных уравнений. В правой части контурных уравнений записываются ЭДС вибраторов. Проще всего принять, что вибраторы многовибраторной антенны являются активными, а вибраторы в дальней зоне – пассивные.

Поскольку вибраторы в дальней зоне ориентированы вдоль ортов ССК в заданной точке пространства (θ_1, φ_1), то соответствующие компоненты поля в этой точке будут пропорциональны комплексным амплитудам токов, возбуждаемым в пассивных вибраторах многовибраторной антенной.

В результате приходим к задаче амплитудно-фазового синтеза многовибраторной антенны по критерию (9).

4. Метод синтеза многовибраторной антенны

Используем для решения задачи синтеза антенны модификацию генетического алгоритма, подобного [12, 13]. Для его реализации на этапе инициализации ($t = 0$ – нулевой шаг итерационного процесса) формируют исходную популяцию решений длиной N_p, а также задают длину родительского множества N_b и определяют вероятностные параметры скрещивания и мутации p_{pop}, p_{mut}.

После этого оценивают качество каждого элемента популяции, т.е. получают оценки $g\left(\mathbf{U}_{\rho}^{(t=0)}\right)$, где $\rho = 1, 2, ..., N_p$. Далее сортируют популяции в порядке возрастания значений $g\left(\mathbf{U}_{\rho}^{(t=0)}\right)$.

На каждом итерационном шаге $t > 0$ выполняют следующие действия.

1 Из текущей популяции формируют родительское множество из N_b особей текущей популяции. Для этого случайным образом из первых $N_p / 2$ особей отсортированной популяции выбирают N_b неповторяющихся допустимых решений. При формировании родительского множества вероятность выбора первого элемента родительского множества равна p_{pop}. Выбор остальных элементов равновероятен.

2 Формируют новую особь $\bar{\mathbf{U}}$ популяции путем усреднения решений родительского множества

3 Формируют следующие новые особи путем усреднения каждой особи родительского множества с решением $\bar{\mathbf{U}}$.

4 С вероятностью p_{mut} выполняют мутацию элементов новых особей, полученных при скрещивании элементов родительского множества.

5 Оценивают качество новых особей и помещают их в популяцию на место, соответствующее их качеству, не нарушая упорядоченность популяции.

6 Проверяют условия выхода из итерационного процесса поиска решения. В качестве условий выхода из итерационного процесса могут рассматриваться следующие: достижение предельного числа поколений, уменьшение разброса значений элементов популяции.

Данный алгоритм отличается тем, что позволяет сократить число формируемых элементов популяции с использованием датчика случайных чисел. От поколения к поколению из текущей популяции постепенно вытесняются нежизнеспособные особи. Алгоритм позволяет обойти локальные экстремумы за счет того, что родительское множество может быть создано из любых элементов популяции.

5. РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Введем декартову систему координат $Oxyz$ и свяжем с ней ССК $Or\theta\varphi$. Рассмотрим антенную систему на рис.1, состоящую из N

Рассмотрим многовибраторную антенну, состоящую из 5 тонких симметричных полуволновых вибраторов с совмещенными центрами. При построении модели длина плеча вибраторов была выбрана равной $l = 0,25\lambda$. Первые три вибратора ориентированы вдоль ортов декартовой системы координат. Два других ориентированы вдоль прямых, ориентация которых в пространстве задана уравнениями $x = y = z$ и $x = -y = z$ соответственно. При моделировании два пассивных вибратора в дальней зоне были ориентированы вдоль ортов ССК в заданной точке пространства, перемещались по поверхности сферы по заданным точкам наблюдения для вычисления требуемых характеристик электрического поля. Геометрия антенных систем, рассмотренных в ходе выполнения численных исследований, приведена на рис. 1.

Требуется решить следующие задачи.

1 В направлении $(\theta_1, \varphi_1) = (35^o, 60^o)$ сформировать единичный КЭ.

2 В направлении $(\theta_1, \varphi_1) = (35^o, 60^o)$ обеспечить нулевой КЭ.

3 В направлении $(\theta_1, \varphi_1) = (35^o, 60^o)$ сформировать нуль векторной ДН.

Для каждой задачи использовались целевые функции (4), (5) и (7) соответственно. При решении количество итераций $t = 400$, а число особей в популяции $N_p = 500$.

На рис. 2 - 4 представлены объемные амплитудные ДН и угловые КЭ.

В таблицах 1, 2 приведены комплексные амплитуды токов и значения параметров ДН, полученные в результате выполнения численных исследований.

Таблица 1. Комплексные амплитуды токов на входах излучателей

Решаемая задача	I_1	I_2	I_3	I_4	I_5
1	0.51+0.18j	0.34+0.33j	-0.09-0.35j	-0.44-0.08j	-0.41+0.07j
2	0.24-0.06j	-0.11+0.36j	0.07+0.37j	-0.42+0.57j	-0.32+0.22j
3	-0.28-0.44j	-0.31-0.12j	0.02-0.22j	-0.35-0.35j	-0.46+0.31j

Таблица 2. Значения характеристик излучения антенны

Решаемая задача	$\lvert F\rvert$	K	F_θ	F_φ	D	D_0
1	0.46	0.92	0.18+0.27j	-0.26+0.2j	1.91	0.4
2	1	0.0001	0.46-0.58j	0.42-0.53j	2.29	2.29
3	0.01	0.06	-0.004-0.004j	-0.001-0.003j	3.7	0.0001

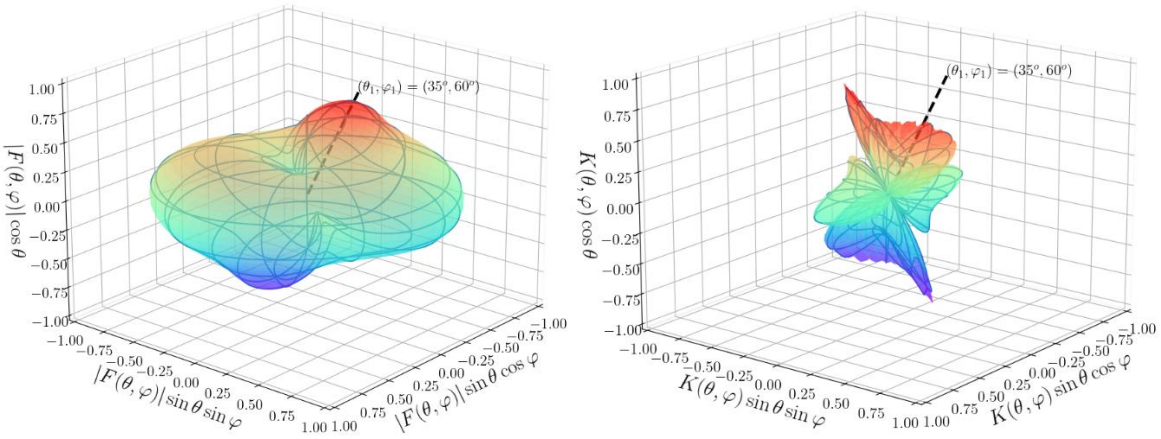


Рис. 2. Формирование объемной амплитудной ДН (левое поле) и угловой зависимости КЭ (правое поле) по требованиям к максимизации КЭ в направлении $(\theta_1, \varphi_1) = (35^o, 60^o)$

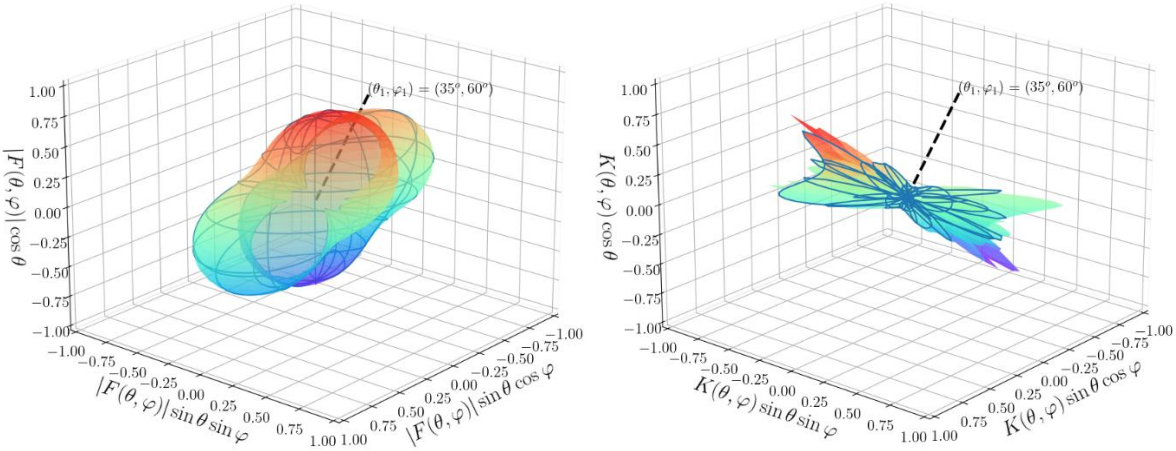


Рис. 3. Формирование объемной амплитудной ДН (левое поле) и угловой зависимости КЭ (правое поле) по требованиям к минимизации КЭ в направлении $(\theta_1, \varphi_1) = (35^o, 60^o)$

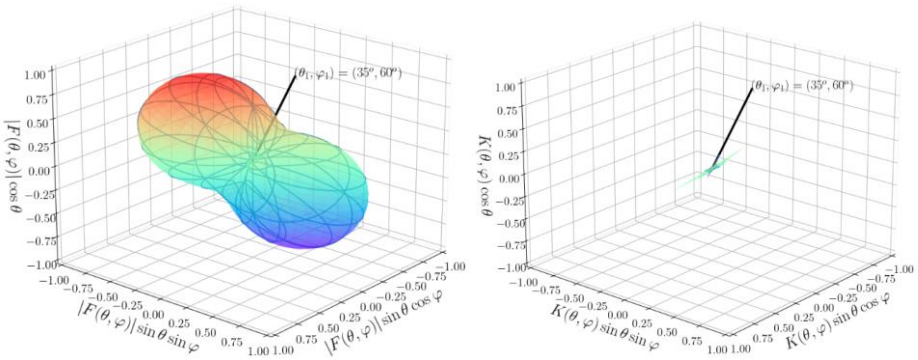


Рис. 4. Формирование объемной амплитудной ДН (левое поле) и угловой зависимости КЭ (правое поле) при формировании нуля ДН в направлении $\left(\theta_1, \varphi_1\right) = \left(35^o, 60^o\right)$

6. Заключение

Предложенный метод амплитудно-фазового синтеза многовибраторной антенны отличается тем, что учитывает взаимную связь произвольно ориентированных вибраторов. Он позволяет сформировать требуемые пространственно-поляризационные характеристики многовибраторной антенны в одном направлении. Это позволяет решать задачу согласования/рассогласования антенны с источником радиосигнала в заданном направлении. Предложенный метод может использоваться для пространственно-поляризационной обработки сигналов в адаптивных антенных решетках. Численные исследования подтвердили работоспособность метода. Рассматриваемая антенна позволила получить требуемые характеристики направленности в заданном направлении только за счет управления комплексными амплитудами вибраторов.

Литература

1. Габриэльян Д. Д., Мищенко С. Е., Шацкий В. В. Антенна. RU 2098898 C1, заяв. 13.04.1994, опубл. 10.12.1997.
2. Габриэльян Д. Д., Мищенко С. Е., Шацкий В. В. Антенна. RU 2080713 C1, заяв. 28.10.1993, опубл. 27.05.1997.
3. Мищенко С. Е., Мищенко Е. Н., Шацкий В. В., Землянский С. В. Антенна. RU 2268520 C1, заяв. 28.06.2004, опубл. 20.01.2006.
4. Мищенко С. Е., Колесников В. В., Шацкий В. В., Шацкий Н. В. Антенна. RU 2393597 C1, заяв. 02.06.2009, опубл. 27.06.2010.
5. Габриэльян Д. Д., Мищенко С. Е., Шацкий В. В. Возможности формирования нуля ДН на основе излучателя из трех ортогональных вибраторов. // Радиотехника, 1995, № 5-6. – С. 81-83.
6. Богдановский С. В., Волков Р. В., Севидов В. В., Симонов А. Н. Способ поляризационного пеленгования радиосигналов. RU 2624449 C1, заяв. 19.10.2016, опубл. 04.07.2017.
7. Богдановский С. В., Ледовская К. Г., Севидов В. В., Симонов А. Н. Способ поляризационного пеленгования радиосигналов с использованием триортогональной антенной системы. RU 2702102 C1, заяв. 15.10.2018, опубл. 04.10.2019.
8. Демичев И. В., Иванов А. В., Колесников Р. В., Лаптев И. В. Способ и устройство для пространственной селекции электромагнитных волн с последующей поляризационной обработкой сигналов. RU 2720588 C1, заяв. 15.11.2018, опубл. 12.05.2020.
9. Мищенко С. Е. Помехоустойчивая биортогональная антенна с круговой поляризацией сигнала / Мищенко С. Е., Землянский С. В., Мищенко Е. Н., Шацкий В. В. // Тезисы

докладов и сообщений III Международной научно-технической конференции “Физика и технические приложения волновых процессов”. Приложение к журналу "Физика волновых процессов и радиотехнические системы", 6 сентября - 12 сентября, г. Волгоград, 2004 г. – Волгоград: НП ИПД Авторское перо, 2004. – С. 71, 72.
10. Мищенко С. Е., Мищенко Е. Н., Шацкий В. В., Землянский С. В. Способ подавления произвольно поляризованных помех при приеме электромагнитной волны круговой поляризации адаптивной антенной решеткой. RU 2301483 C1, заяв. 14.12.2005, опубл. 20.06.2007.
11. Марков Г. Т., Сазонов Д. М. Антенны. Учебник для студентов радиотехнических специальностей вузов. Изд. 2-е, перераб. и дополненное. М: Энергия, 1975. – 341 с.
12. Назаров А. Н., Лоскутов А. И. Нейросетевые алгоритмы прогнозирования и оптимизации систем. СПб.: Наука и техника, 2003. – 384 с.
13. Пилиньский М., Рутковская Д., Рутковский Л. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы. М.: Горячая линия − Телеком, 2006. –383 с.

REFERENCES

1. Gabrielian, D. D., Mishchenko, S. E., Shatsky, V. V. Antenna. RU 2098898 C1, appl. 13.04.1994, publ. 10.12.1997.
2. Gabrielian, D. D., Mishchenko, S. E., Shatsky, V. V. Antenna. RU 2080713 C1, appl. 28.10.1993, publ. 27.05.1997.
3. Mishchenko, S. E., Mishchenko, E. N., Shatsky, V. V., Zemlyansky, S. V. Antenna. RU 2268520 C1, appl. 28.06.2004, publ. 20.01.2006.
4. Kolesnikov, V. V., Mishchenko, S. E., Shatsky, V. V., Shatsky, N. V. Antenna. RU 2393597 C1, appl. 02.06.2009, publ. 27.06.2010.
5. Gabrielian, D. D., Mishchenko, S. E., Shatsky, V. V. Capabilities of forming a null in the radiation pattern based on a radiator from three orthogonal vibrators. // Radio engineering, 1995, No. 5-6. – Pp. 81-83.
6. Bogdanovsky, S. V., Volkov, R. V., Sevidov, V. V., Simonov, A. N. Method of polarization direction finding of radio signals. RU 2624449 C1, appl. 19.10.2016, publ. 04.07.2017.
7. Bogdanovsky, S. V., Ledovskaya, K. G., Sevidov, V. V., Simonov A. N. Method of polarization direction finding of radio signals using a triorthogonal antenna system. RU 2702102 C1, appl. 15.10.2018, publ. 04.10.2019.
8. Demichev, I. V., Ivanov, A. V., Kolesnikov, R. V., Laptev, I. V. Method and device for spatial selection of electromagnetic waves with subsequent polarization processing of signals. RU 2720588 C1, appl. 15.11.2018, publ. 12.05.2020.
9. Mishchenko, S. E. Noise-resistant biorthogonal antenna with circular polarization of the signal / Mishchenko S. E., Zemlyansky S. V., Mishchenko E. N., Shatsky V. V. // Abstracts of reports and communications of the III International Scientific and Technical Conference “Physics and Technical Applications of Wave Processes”. Supplement to the journal "Physics of Wave Processes and Radio Engineering Systems", September 6 - 12, Volgograd, 2004. – Volgograd: NP IPD Avtorskoe pero, 2004. – Pp. 71, 72.
10. Mishchenko, S. E., Mishchenko, E. N., Shatsky, V. V., Zemlyansky, S. V. Method of suppressing arbitrarily polarized interference when receiving an electromagnetic wave of circular polarization by an adaptive antenna array. RU 2301483 C1, appl. 14.12.2005, publ. 20.06.2007.
11. Markov, G. T., Sazonov, D. M. Antennas. Textbook for students of radio engineering specialties of universities. 2nd ed., revised and supplemented. M.: Energy, 1975. – 341 p.
12. Nazarov, A. N., Loskutov, A. I. Neural network algorithms for forecasting and optimization of systems. St. Petersburg: Science and Technology, 2003. – 384 p.
13. Pilinsky, M., Rutkowska, D., Rutkowski L. Neural networks, genetic algorithms and fuzzy systems. M.: Hot line – Telecom, 2006. – 383 p.

РАДИОФИЗИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ РАССЕЯНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН ОБОЛОЧКАМИ ПЛАЗМЫ ВОЗДУШНО-КОСМИЧЕСКОГО ОБЪЕКТА ПРИ ГИПЕРЗВУКОВОМ ПОЛЕТЕ

С. Н. Разиньков, А. В. Богословский

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

Аннотация. Проведен анализ этапов полета воздушно-космического объекта по комбинированной траектории. В интересах совершенствования технологий управления, связи и навигационно-временного обеспечения летательных аппаратов при достижении гиперзвуковой скорости исследованы модели рассеяния электромагнитных волн в случайно-переменной среде для характеристики отражательных свойств плазменных оболочек при медленных и быстрых флюктуациях потенциала.

Ключевые слова: воздушно-космический объект; гиперзвуковой полет; плазменная оболочка; марковское приближение; кинетическое уравнение Больцмана.

RADIO-PHYSICAL MODELS OF DISSEMINATION ELECTROMAGNETIC WAVES BY PLASMA SHELLS AIRCRAFT-SPACE OBJECT HYPERSONIC FLYING

S. N. Razinkov, A. V. Bogoslovsky

Air Force Education and Research Center «The Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy» (AFERC «AFA), Voronezh, Russia

Abstract. An analysis of the stages of flight of an aerospace object along a combined trajectory was carried out. In the interests of improving the technologies of control, communication and navigation and time support of aircraft when reaching hypersonic speed, models of scattering of electromagnetic waves in a random-variable medium to characterize the reflective properties of plasma reflectors with slow and fast potential fluctuations were investigated.

Keywords: aerospace object; hypersonic flight; plasma shell; Markov approximation; Boltzmann kinetic equation.

1. Введение

В связи с интенсивным расширением перечня носителей целевых нагрузок, достигающих на участках траекторий своего движения гиперзвуковых скоростей (превышающих скорость звука в 5 и более раз), интерес представляют направления исследований, связанные с оценкой затухания и рассеяния сигналов управления, связи и навигации плазменными оболочками [1-3], образующимися вокруг воздушно-космических объектов (ВКО).

Эффективное решение различных задач ВКО осуществляется при полетах в воздушном пространстве (атмосфере) и околоземном космическом пространстве (ближнем космосе). Впервые понятие ВКО было введено в 1924 году в публикациях ученого-изобретателя Цандера Ф.А., где ряд элементов и систем самолета, ракеты и космического аппарата было предложено объединить для достижения орбитальных высот и скоростей, выполнения полета в космическом пространстве, маневрирования на орбите и при погружении в атмосферу. Им обоснованы преимущества и запатентована

идея применения крылатой ракеты для совершения космических полетов.

Для разработки методов, позволяющих обеспечить непрерывное управление ВКО с преодолением экранирующего эффекта плазмы за счет синтеза антенн и обоснования требований к используемым диапазонам частот, необходимо провести оценку потерь энергии электромагнитных волн (ЭМВ) при распространении в возмущенной среде на основе радиофизических моделей [4-6].

Под радиофизической моделью плазменной оболочки будем понимать формализованное описание свойств плазменных образований вокруг гиперзвуковых объектов с применением уравнений теории поля. Анализ результатов моделирования позволяет исследовать ограничивающее влияние плазмы на распространение ЭМВ вследствие частичного поглощения и отражения.

Основными параметрами для формирования модели являются [6, 7]:

– концентрация электронов (частота столкновений), возрастающая с увеличением скорости и уменьшением высоты полета объекта;

– угол падения волны, определяющий значения электронной плотности и толщины плазмы, требуемой для отражения;

– плазменная частота, устанавливающая нижнюю границу для ЭМВ в среде распространения;

– групповая и фазовая скорости распространения ЭМВ, приближение рабочей частоты к собственной частоте ионизированного газа приводит к уменьшению групповой и резкому увеличению фазовой скоростей.

Перечень методов моделирования и исследования плазмы при гиперзвуковом движении ВКО включает [4-6]:

– численные методы, позволяющие рассчитать параметры плазменной оболочки, формируемой в ударном слое;

– методы на основе резонансных контуров, определяющие значения частот, на которых возможна организация связи с объектом, покрытым материалом с изменяемыми электрофизическими свойствами, который образует с плазменной оболочкой резонансный контур;

– графоаналитические методы исследования изменений фазовой функции и функции затухания ЭМВ в зависимости от частоты;

– методы зондовой диагностики, позволяющие определять электрофизические параметры плазмы с применением плоских пристеночных зондов.

Цель работы – анализ радиофизических моделей рассеяния ЭМВ оболочками из плазмы при гиперзвуковом полете воздушно-космического объекта.

2. Основные этапы полета воздушно-космического объекта

Основными типами гиперзвуковых летательных объектов, принятых в эксплуатацию или находящихся на этапе испытаний, в настоящее время являются [2, 8]:

– воздушно-космический самолет;

– гиперзвуковая крылатая ракета;

– планирующая головная часть (платформа).

Каждый из представленных типов объектов обладает техническими особенностями и имеет различия в профиле полета при следующих стандартных этапах [2, 7, 9, 10].

1. Этап. Набор высоты и разгон до максимальной скорости.

На данном этапе происходит пуск с использованием ракетного ускорителя (реактивного двигателя), придание первоначальной скорости и набор необходимой высоты. В качестве разгонного блока для гиперзвуковых ракет воздушного базирования выступает самолет-носитель.

2. Этап. Полет по баллистической (квазибалистической) траектории.

Летательный аппарат совершает разгон до гиперзвуковой скорости с выходом в ближний космос за линию Кармана (на высоту 100…120 км) с использованием ракетного ускорителя для выдерживания скорости и траектории движения в разреженной атмосфере.

3. Этап. Вход в атмосферу.

Полет в плотных слоях атмосферы характеризуется неблагоприятными условиями для функционирования бортовой авионики в результате образования плазменных оболочек и тепловых нагрузок. Следует отметить, что в отличие от столкновительного ионизированного газа для газовой плазмы характерно влияние коллективных электродинамических процессов [4, 5]. Толщина плазменной оболочки уменьшается с увеличением скорости полёта, а плотность электронов и частота столкновений электронов увеличиваются, поэтому затухание сигналов диапазона сверхвысоких частот возрастает по мере увеличения скорости полета ВКО [6].

4. Этап. Планирование (пикирование, склонение к земной поверхности).

Характерной особенностью этапа является наличие высокоскоростных интенсивных маневров по курсу с изменением модулей скорости и ускорения. В ряде случаев на этапе выполняется кабрирование, позволяющее выполнять виражи, осуществлять быстрый набор высоты при уклонении от угрозы поражения и корректировке траектории полета [9, 10].

5. Этап. Завершение полета, посадка в заданную точку.

Круговое вероятностное отклонение от расчетной точки у перспективных ВКО при использовании алгоритмов цифровой обработки сигналов будет составлять не более 3…5 м [8]. Планирующие платформы обладают увеличенной дальностью действия и значительным кинетическим эффектом на завершающем участке полета [2, 8].

В зависимости от этапа полета ВКО при описании состояния его плазменной оболочки предлагается использовать модели для предельных случаев распространения ЭМВ в случайно-переменной среде [11, 12].

3. Радиофизические модели рассеяния электромагнитных волн турбулентными плазменными оболочками

Аналитической основой радиофизических моделей, учитывающих временное запаздывание и пространственную дисперсию ЭМВ, является тензорное уравнение Дайсона, которое в спектральном представлении имеет вид [11]

$$\left(\frac{\partial}{\partial t}+2p\nabla_R\right) f(R,p,t)=-2\int_0^t dt'\int dp'\,B(p-p',t')\cos\left[\left(p^2-p'^2\right)t'\right]\times$$
$$\times\left[\,f(R-(p+p'),p,t-t')-f(R-(p+p')t',p',t-t')\right], \qquad (1)$$

где $R=(\rho_1+\rho_2)/2$, $r=\rho_1-\rho_2$, n – размерность ρ-пространства, $t=\dfrac{h}{2m}t'$ – переменная времени, h – постоянная Планка, m – постоянная частицы.

Выражение (1) получено из уравнения Шредингера со случайно-переменным потенциалом

$$i\frac{\partial}{\partial t}u(\rho,t)=\left[-\Delta+V(\rho,t)\right]u(\rho,t). \qquad (2)$$

где Δ – оператор Лапласа, $V(\ldots)$ – аналитическая форма потенциала среды.

Флуктуации потенциала $V(\rho,t)$ следуют гауссовым профилям плотности одно-

родно в пространстве ρ; они стационарны во времени t с полуинвариантом $B(\rho, t)$.

Из уравнения (1) две радиофизические модели для случаев медленных и быстрых флуктуаций потенциала [11].

1. Модель при медленных флуктуациях потенциала.

В результате выноса в (1) полуинварианта $B-(p-p', t')$ за знак интеграла по t' в точке $t'=0$ получается выражение

$$\left(\frac{\partial}{\partial t}+2p\nabla_R\right) f(R,p,t)=-2\pi\int d\ p'\, B(p-p',t')|_{t'=0}\ \times \\ \times\ \delta\left(p^2-p'^2\right)\left[f(R,p,t)-f(R,p',t)\right], \tag{3}$$

которое фактически является кинетическим уравнением Больцмана, содержащим под интегралом в правой части характерную дельта-функцию.

2. Модель при быстрых флуктуациях потенциала.

При быстрых флуктуациях потенциала среды значение косинуса в правой части (1) близко к единице, поэтому исходное выражение принимает вид

$$\left(\frac{\partial}{\partial t}+2p\nabla_R\right) f\ (R,p,t)=-2\int_0^\infty d\ t'\int dp'\times \\ \times B(p-p',\ t')\left[f\ (R,p,\ t)-f\ (R,p',\ t)\right], \tag{4}$$

который соответствует уравнению марковского приближения для спектральной плотности [11].

Условия применимости моделей на базе кинематического уравнения Больцмана и марковского приближения подробно обоснованы в [11].

4. Заключение

В работе по результатам анализа этапов комбинированного полета ВКО рассмотрены два состояния его плазменных оболочек при медленных и быстрых флуктуациях потенциала среды. Проведен анализ радиофизических моделей рассеяния ЭМВ возмущенной плазмой, полученных на основе теории возмущений среды с применением тензорного уравнения Дайсона.

Полученные результаты подлежат использованию при совершенствовании технологий управления, связи и навигационно-временного обеспечения ВКО при покрытии плазменными оболочками.

Литература

1. Мизин В.И., Севостьянов П.И., Макаев А.Р. Гиперзвуковое оружие и стратегическая стабильность: риски и вызовы для международной безопасности //Via in tempore. История. Политология, 2023 – № 50(4). –С. 1061–1071.
2. Анцупов О.И., Ищук П.Л, Косяк И.В. Гиперзвуковые летательные аппараты: реальна ли опасность // Воздушно-космическая сфера, 2016. – № 2 (87). – С. 97–105.
3. Чеков А.Д., Бабкина С.К. Гиперзвуковое оружие – эволюция или революция // Международные процессы, 2023. – Т. 21. – № 2 (72). – С. 82–102.

4. Шевяков И.А., Тамбовцев В.И., Кучуркин А.А. Радиофизические свойства столкновительной плазмы газового разряда // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия «Математика. Механика. Физика», 2013. – Т. 5. – № 1. – С. 100–106.
5. Шевяков И.А. О радиопрозрачности плазменной оболочки гиперзвукового летательного аппарата // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия «Математика. Механика. Физика», 2014. – Т. 6. – № 2. – С. 81–84.
6. Голант В.Е. Сверхвысокочастоные методы исследования плазмы. – М.: Наука, 1968. – 328 с.
7. Пророк В.Я., Шаймухаметов Ш.И. Математическая модель движения гиперзвукового летательного аппарата // Наукоёмкие технологии в космических исследованиях Земли, 2016. – С. 17–21.
8. Разиньков С.Н., Разинькова О.Э. Основные направления и перспективы создания ударных гиперзвуковых систем армии США // Воздушно-космические силы. Теория и практика, 2024. – № 35. – С. 86–96. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https:// vva.mil.ru/ upload/site21/ 5utWp0N8d.pdf (дата обращения 15.12.2025).
9. Тимошенко А.В., Шайдулин З.Ф., Рохманин В.А. Анализ результатов полигонных испытаний ракеты AGM-183A, оснащенной гиперзвуковой планирующей головной частью // Воздушно-космические силы. Теория и практика, 2023. № 27. С. 21–36. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://vva.mil.ru/upload/site21/rOIkLPrG4g.pdf (дата обращения 15.12.2025).
10. Скосаренко А.Е., Казанцев А.М., Позднышев В.Ю., Кравцов А.А. Модель системы траекторной обработки параметров гиперзвуковых летательных аппаратов в радиолокационных станциях дальнего обнаружения // Воздушно-космические силы. Теория и практика, 2024. – № 32. – С. 159–173. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https:// vva.mil.ru/upload/site21/oJjcjc1SPQ.pdf (дата обращения 15.12.2025).
11. Барабаненков Ю.Н. О двух предельных случаях распространения волн в случайно-переменной среде // Известия высших учебных заведений. Радиофизика, 1975. – Т. 18. – № 2. – С. 253–262.
12. Барабаненков Ю.Н. О распространении волн в случайно-переменной гауссовой среде // Известия высших учебных заведений. Радиофизика, 1971. – Т. 14. – № 12. – С. 1927–1929.

REFERENCES

1. Mizin V.I., Sevostyanov P.I., and Makayev A.R. Hypersonic Weapons and Strategic Stability: Risks and Challenges for International Security // Via in tempore. History. Political Science, 2023 – No. 50(4). – Pp. 1061–1071.
2. Antsupov O.I., Ishchuk P.L., Kosyak I.V. Hypersonic Aircraft: Is the Danger Real? // Aerospace Sphere, 2016. – No. 2 (87). – Pp. 97–105.
3. Chekov A.D., Babkina S.K. Hypersonic Weapons: Evolution or Revolution // International Processes, 2023. – Vol. 21. – No. 2 (72). – Pp. 82–102.
4. Shevyakov I.A., Tambovtsev V.I., Kuchurkin A.A. Radiophysical Properties of Collisional Gas Discharge Plasma // Bulletin of the South Ural State University. Series "Mathematics. Mechanics. Physics", 2013. – Vol. 5. – No. 1. – Pp. 100–106.
5. Shevyakov I.A. On the Radio Transparency of the Plasma Shell of a Hypersonic Aircraft // Bulletin of the South Ural State University. Series "Mathematics. Mechanics. Physics", 2014. – Vol. 6. – No. 2. – Pp. 81–84.
6. Golant V.E. Ultra-high-frequency methods of plasma research. – Moscow: Nauka, 1968. – 328 p.
7. Prorok V.Ya., Shaimukhametov Sh.I. Mathematical Model of a Hypersonic Aircraft's Motion // Science-Intensive Technologies in Earth Space Research, 2016, pp. 17-21.

8. Razinkov S.N., Razinkova O.E. Main Directions and Prospects for the Development of U.S. Army Hypersonic Strike Systems // Aerospace Forces. Theory and Practice, 2024. – No. 35. – Pp. 86–96. [Electronic resource]. Access mode: https://vva.mil.ru/ upload/site21/ 5utWp0N8d.pdf (accessed 15.12.2025).
9. Timoshenko A.V., Shaidulin Z.F., Rokhmanin V.A. Analysis of the Results of Range Tests of the AGM-183A Missile Equipped with a Hypersonic Gliding Warhead // Aerospace Forces. Theory and Practice, 2023. No. 27. Pp. 21–36. [Electronic resource]. Access mode: https://vva.mil.ru/upload/site21/rOIkLPrG4g.pdf (accessed on 15.12.2025).
10. Skosarenko A.E., Kazantsev A.M., Pozdnychev V.Yu., Kravtsov A.A. Model of the System of Trajectory Processing of Parameters of Hypersonic Aircraft in Long-Range Radar Stations // Aerospace Forces. Theory and Practice, 2024. – No. 32. – Pp. 159–173. [Electronic resource]. Access mode: https://vva.mil.ru/upload/site21/oJjcjc1SPQ.pdf (accessed on 15.12.2025).
11. Barabanenkov Yu.N. On two limiting cases of wave propagation in a randomly variable medium // Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedeniy. Radiophysics, 1975. – Vol. 18. – No. 2. – Pp. 253–262.
12. Barabanenkov Yu.N. On the Propagation of Waves in a Randomly Variable Gaussian Medium // Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedeniy. Radiophysika, 1971. – Vol. 14. – No. 12. – Pp. 1927–1929.

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ДИСКОВОГО ЭЛЕМЕНТА АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ДЛЯ АППАРАТУРЫ ВЫСОКОТОЧНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ РОБОТОТЕХНИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА

С. Н. Разиньков, О. Э. Разинькова, А. В. Евсеев, А. В. Савченко

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. На основе краевой задачи для идеально проводящего резонатора с однослойным диэлектрическим заполнением построена электродинамическая модель и проведен анализ возбуждения дискового элемента антенной решетки, размещенного на диэлектрической подложке с металлическим прямоугольным экраном, плоской монохроматической электромагнитной волной. За счет задания азимутальных вариаций плотностей поверхностных токов идеально проводящих поверхностей в разработанной модели исследована диаграмма направленности антенны при различном местоположении на экране. Найдены асимптотические представления поляризационных компонентов электрического поля диска при несимметричном расположении на несущей поверхности, позволяющие оценивать парциальные диаграммы направленности элементов антенных решеток для модулей высокоточного позиционирования мобильных объектов по сигналам глобальных спутниковых навигационных систем.

Ключевые слова: антенная решетка для аппаратуры высокоточного позиционирования, дисковый элемент, резонатор с однослойным диэлектрическим заполнением, диаграмма направленности, электродинамический анализ.

ELECTRO-DYNAMIC ANALYSIS OF ANTENNA ARRAY DISK ELEMENT FOR HIGH-PRECISION POSITIONING EQUIPMENT OF ROBOTIC COMPLEX

S. N. Razinkov,O. E. Razinkova, A. V. Evseev, A. V. Savshenko

Air Force Education and Research Center «The Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy» (AFERC «AFA), Voronezh, Russia

Abstract. Based on the boundary value problem for an ideally conducting resonator with single-layer dielectric filling, an electrodynamic model was constructed and analysis of excitation of a disk element of an antenna array placed on a di-electric substrate with a metal rectangular screen, a flat monochromatic electromagnetic wave was carried out. Due to setting of azimuthal variations of surface current densities of perfectly conducting surfaces in the developed model the antenna directional pattern was studied at different location on the screen. Asymptotic representations of polarization components of the electrotrical field of the disk with asymmetric location on the bearing surface have been found, which make it possible to estimate partial directivity patterns of antenna array elements for modules of high-precision positioning of mobile objects based on signals from global satellite navigation systems.

Keywords: antenna array for high-precision positioning equipment, disk element, resonator with single-layer dielectric filling, radiation pattern, electrodynamic analysis.

1. Введение

Применение робототехнических комплексов при мониторинге обстановки, развертывании информационно-телекоммуникационных сетей и адресной доставке раз-

мещаемых на бортах средств в труднодоступные районы обусловливает потребности совершенствования технологий высокоточного позиционирования по сигналам глобальных спутниковых навигационных систем [1, 2].

Ключевой задачей построения бортовых модулей высокоточного позиционирования, интегрированных в состав аппаратуры навигационно-временного обеспечения мобильного объекта [1], является разработка антенных устройств [2, 3].

Для совместного выполнения требований по достижению высоких показателей пространственно-частотной избирательности приема сигналов и сохранения характеристик устойчивости и управляемости робототехнических комплексов эффективно используются планарные антенные решетки на базе дисковых элементов [4, 5] с профилями, не выступающими за пределы контуров носителей.

Диапазонные и направленные свойства решеток определяются при заданных параметрах конструкций и размещении на поверхностях с формами и электрофизическими параметрами, соответствующими модельному представлению фрагментов реальных несущих носителей [6–8]. Вторичное электромагнитное излучение несущей платформы обусловливает искажения парциальных диаграмм направленности элементов расположенной на ней решетки вследствие изменения распределения поверхностных токов при обрыве на краях и затекании за кромки [9, 10].

В предлагаемой работе на основе асимптотических оценок поляризационных составляющих электрического поля [9, 11] идеально проводящего бесконечно тонкого диска на однослойной диэлектрической подложке над прямоугольным металлическим экраном в дальней зоне [5] найдены аналитические выражения для его диаграммы направленности. Исследованы закономерности изменения направленных свойств дискового антенного элемента при различном положении на несущей поверхности.

Цель работы – анализ закономерностей изменения направленных свойств дискового элемента при различном положении на несущей поверхности.

2. Электродинамическая модель дискового элемента антенной решетки на плоской прямоугольной диэлектрической поверхности

При построении электродинамической модели дискового элемента для задания его положения на несущей поверхности и размеров подложки введем в рассмотрение декартову систему координат $XOYZ$; распределение поверхностных токов и эквивалентных им компонентов электрического и магнитного полей с вариациями по азимутальным пространственным гармоникам [9] в области металлизации с осевой симметрией представим в цилиндрической системе координат (ρ, φ, z); для расчета электрического поля и диаграммы направленности конструкции зададим сферическую систему координат (r, θ, φ).

Взаимное расположение систем координат выбирается при следующих условиях:

а) точка O декартовой системы координат располагается в центре сферической системы координат; начало цилиндрической системы координат в общем случае смещено относительно местоположения в плоскости XOY декартовой системы;

б) ось Oz декартовой системы координат проходит через точку пересечения диагоналей несущей поверхности, а параллельная ей ось Oz цилиндрической системы координат – через центр диска.

Будем полагать, что диск радиуса a, размеры которого принадлежат резонансной для длины волны λ области [5], расположен в плоскости $z = 0$, а металлический экран с линейными размерами L_1 и L_2 по осям Ox и Oy соответственно – в плоскости $z = -h$; центральная точка экрана принадлежит оси Oz декартовой системы координат. Зазор между идеально проводящими поверхностями, ширина которого $h << a$, заполнен материалом с положительно определенной вещественной диэлектрической проницаемо-

стью ε; площадь диэлектрического покрытия устанавливается границами экрана. Центр диска смещен относительно центра экрана по оси Ox на расстояние $x_0 < L_1/2 - a$, по оси Oy – на расстояние $y_0 < L_2/2 - a$.

Для представленной конструкции антенного элемента распределение одностороннего поверхностного тока в области $\rho \le a$ (при $z = 0$) содержит радиальные и азимутальные составляющие с вариациями по кромкам [10]. Поэтому электрическое поле, создаваемое этим током, представляется меридиональной $\dot{E}_\theta(r, \theta, \varphi)$ и азимутальной $\dot{E}_\varphi(r, \theta, \varphi)$ поляризационными компонентами, в каждой из которых при $x_0 \neq 0$ и $y_0 \neq 0$, как показано в [9], проявляются кросс-поляризационные составляющие.

Диаграмма направленности антенны определяется выражением [9]

$$D(\theta, \varphi) = \frac{\left|\dot{F}(\theta, \varphi)\right|}{\max\limits_{\theta \in [0;\, \pi],\, \varphi \in [0;\, 2\pi]} \left|\dot{F}(\theta, \varphi)\right|}, \tag{1}$$

где

$$\left|\dot{F}(\theta, \varphi)\right| = \sqrt{\dot{F}_\theta^2(\theta, \varphi) + \dot{F}_\varphi^2(\theta, \varphi)}, \tag{2}$$

$$\dot{F}_{\theta[\varphi]}(\theta, \varphi) = \lim_{r \to \infty} r\, \dot{E}_{\theta[\varphi]}(r, \theta, \varphi); \tag{3}$$

формализованное задание предела $r \to \infty$ следует рассматривать как фактический переход к дальней зоне, определяемой линейными размерами несущей поверхности при длине волны λ.

Для дисковой антенны, расположенной со смещением относительно центра несущей поверхности по осям Ox и Oy, функции (3) имеют вид:

$$\dot{F}_\theta(\theta, \varphi) = J_1(ka)\, \frac{[(\varepsilon - 1)kh]^2}{[(\varepsilon - 1)kh]^2 + \varepsilon^2 \cos^2\theta} \times \left\{ \frac{kL_1}{4} \left[\int\limits_{-(2\pi - \varphi_2)}^{\varphi_1} \cos^{-2}\tilde{\varphi}\, H_0\left(\frac{kL_1}{\cos\tilde{\varphi}}\right) \times \right.\right.$$

$$\times \left[\cos\varphi \frac{1 + \cos\varphi \sin\theta}{2} \times \exp\left[jk \left(\left(\frac{L_1}{2} - x_0 \right) \cos\varphi + \left(\frac{L_2}{2} - y_0 \right) \sin\varphi\ \mathrm{tg}\,\tilde{\varphi} \right) \sin\theta \right] + \right.$$

$$\left.\left. + \sin\varphi \frac{1 + \sin\varphi \sin\theta}{2} \times \exp\left[jk \left(\left(\frac{L_1}{2} - x_0 \right) \sin\varphi - \left(\frac{L_2}{2} - y_0 \right) \sin\varphi\ \mathrm{tg}\,\tilde{\varphi} \right) \sin\theta \right] \right] d\tilde{\varphi} + \right.$$

$$\int\limits_{-(\pi - \varphi_2)}^{\varphi_3 - \pi} \cos^{-2}\tilde{\varphi}\, H_0\left(\frac{kL_1}{\cos\tilde{\varphi}}\right) \times \left[\cos\varphi\ \frac{1 + \cos\varphi \sin\theta}{2} \exp\left[\, jk \left(x_0 \cos\varphi + y_0 \sin\varphi\ \mathrm{tg}\,\tilde{\varphi} \right) \sin\theta \right] + \right.$$

$$\left. + \sin\varphi \frac{1 + \sin\varphi \sin\theta}{2} \times \exp\left[jk \left(x_0 \sin\varphi - y_0 \sin\varphi\ \mathrm{tg}\,\tilde{\varphi} \right) \sin\theta \right] \right] d\tilde{\varphi} \left. \right] + \frac{kL_2}{4} \left[\int\limits_{-(\pi/2 - \varphi_1)}^{\varphi_2 - \pi/2} \cos^{-2}\tilde{\varphi} \times \right.$$

$$\times H_0\left(\frac{kL_2}{\cos\tilde{\varphi}}\right)\left[\cos\varphi\frac{1+\cos\varphi\sin\theta}{2}\exp\left[jk\left(x_0\cos\varphi+\left(\frac{L_2}{2}-y_0\right)\sin\varphi\ \mathrm{tg}\,\tilde{\varphi}\right)\sin\theta\right]+\right.$$

$$\left.+\sin\varphi\frac{1+\sin\varphi\sin\theta}{2}\times\exp\left[jk\left(x_0\sin\varphi-\left(\frac{L_2}{2}-y_0\right)\sin\varphi\ \mathrm{tg}\,\tilde{\varphi}\right)\sin\theta\right]\right]d\tilde{\varphi}+\int\limits_{-(3\pi/2-\varphi_3)}^{\varphi_4-\pi}\cos^{-2}\tilde{\varphi}\times$$

$$\times H_0\left(\frac{kL_1}{\cos\tilde{\varphi}}\right)\left[\cos\varphi\frac{1+\cos\varphi\sin\theta}{2}\times\exp\left[jk\left(\left(\frac{L_1}{2}-x_0\right)\cos\varphi+y_0\sin\varphi\ \mathrm{tg}\,\tilde{\varphi}\right)\sin\theta\right]+\right. \tag{4}$$

$$\left.\left.+\sin\varphi\frac{1+\sin\varphi\sin\theta}{2}\times\exp\left[jk\left(x_0\sin\varphi-\left(\frac{L_2}{2}-y_0\right)\sin\varphi\ \mathrm{tg}\,\tilde{\varphi}\right)\sin\theta\right]\right]d\tilde{\varphi}\right]\right\};$$

$$\dot{F}_\varphi(\theta,\varphi)=-J_1(ka)\frac{[(\varepsilon-1)kh]^2}{[(\varepsilon-1)kh]^2+\varepsilon^2\cos^2\theta}\times\left\{\frac{kL_1}{4}\left[\int\limits_{-(2\pi-\varphi_2)}^{\varphi_1}\cos^{-2}\tilde{\varphi}\,H_0\left(\frac{kL_1}{\cos\tilde{\varphi}}\right)\times\right.\right.$$

$$\times\left[\sin\varphi\frac{1+\cos\varphi\sin\theta}{2}\times\exp\left[jk\left(\left(\frac{L_1}{2}-x_0\right)\cos\varphi+\left(\frac{L_2}{2}-y_0\right)\sin\varphi\ \mathrm{tg}\,\tilde{\varphi}\right)\sin\theta\right]\right.+$$

$$\left.+\cos\varphi\frac{1+\sin\varphi\sin\theta}{2}\times\exp\left[jk\left(\left(\frac{L_1}{2}-x_0\right)\sin\varphi-\left(\frac{L_2}{2}-y_0\right)\sin\varphi\ \mathrm{tg}\,\tilde{\varphi}\right)\sin\theta\right]\right]d\tilde{\varphi}+$$

$$+\int\limits_{-(\pi-\varphi_2)}^{\varphi_3-\pi}\cos^{-2}\tilde{\varphi}\,H_0\left(\frac{kL_1}{\cos\tilde{\varphi}}\right)\left[\sin\varphi\frac{1+\cos\varphi\sin\theta}{2}\exp\left[jk\left(x_0\cos\varphi+y_0\sin\varphi\ \mathrm{tg}\,\tilde{\varphi}\right)\sin\theta\right]+\right.$$

$$\left.\left.\cos\varphi\frac{1+\sin\varphi\sin\theta}{2}\exp\left[jk\left(x_0\sin\varphi-y_0\sin\varphi\ \mathrm{tg}\,\tilde{\varphi}\right)\sin\theta\right]\right]d\tilde{\varphi}\right]+\frac{kL_2}{4}\left[\int\limits_{-(\pi/2-\varphi_1)}^{\varphi_2-\pi/2}\cos^{-2}\tilde{\varphi}\times\right. \tag{5}$$

$$\times H_0\left(\frac{kL_2}{\cos\tilde{\varphi}}\right)\times\left[\sin\varphi\frac{1+\cos\varphi\sin\theta}{2}\times\exp\left[jk\left(x_0\cos\varphi+\left(\frac{L_2}{2}-y_0\right)\sin\varphi\ \mathrm{tg}\,\tilde{\varphi}\right)\sin\theta\right]+\right.$$

$$\left.\left.+\cos\varphi\frac{1+\sin\varphi\sin\theta}{2}\times\exp\left[jk\left(x_0\sin\varphi-\left(\frac{L_2}{2}-y_0\right)\sin\varphi\ \mathrm{tg}\,\tilde{\varphi}\right)\sin\theta\right]\right]d\tilde{\varphi}+\int\limits_{-(3\pi/2-\varphi_3)}^{\varphi_4-\pi}\cos^{-2}\tilde{\varphi}\times\right.$$

$$\times H_0\left(\frac{kL_1}{\cos\tilde{\varphi}}\right)\left[\sin\varphi\frac{1+\cos\varphi\sin\theta}{2}\times\exp\left[jk\left(\left(\frac{L_1}{2}-x_0\right)\cos\varphi+y_0\sin\varphi\ \mathrm{tg}\,\tilde{\varphi}\right)\sin\theta\right]+\right.$$

$$\left.+\sin\varphi\frac{1+\sin\varphi\sin\theta}{2}\times\exp\left[jk\left(x_0\sin\varphi-\left(\frac{L_2}{2}-y_0\right)\sin\varphi\ \mathrm{tg}\,\tilde{\varphi}\right)\sin\theta\right]\right]d\tilde{\varphi}\right],$$

где

$$\varphi_1=\mathrm{arctg}\left(\frac{0{,}5L_2-y_0}{0{,}5L_1-x_0}\right),\qquad \varphi_2=\pi+\mathrm{arctg}\left(\frac{x_0}{y_0}\right),$$

$$\varphi_3=\frac{\pi}{2}+\mathrm{arctg}\left(\frac{x_0}{0{,}5L_2-y_0}\right),\qquad \varphi_4=\frac{3\pi}{2}+\mathrm{arctg}\left(\frac{0{,}5L_1-x_0}{y_0}\right) \tag{6}$$

– значения азимутальных координат для установления пределов интегрирования в (5), (6), определенные в [9], $k=2\pi/\lambda$ – волновое число, $J_1(\ldots)$ – функция Бесселя первого рода первого порядка, $H_0(\ldots)$ – функция Ханкеля нулевого порядка.

Из (4), (5) с учетом (6) можно сделать вывод, что смещение центра диска относительно центральной точки несущей поверхности, проявляющееся в изменении численных значений выражений (6), обусловливает нарушение пространственной симметрии распределения составляющих электрического поля (3).

При переходе от прямоугольной формы несущей поверхности ($L_1\neq L_2$) к квадратной ($L_1=L_2\equiv L$) и устранении смещения диска ($x_0=y_0=0$) составляющие электрического поля (3) преобразуются к виду, определяемому нулевой вариацией поверхностного тока. Аналитические функции (4), (5) при $\varphi=0$ приобретают форму [9]:

$$\dot{F}_\theta(\theta)\equiv\dot{F}_\theta(\theta,\varphi=0)=\left(\frac{kL}{4\pi}\right)^{1/2}J_1(ka)(1+\sin\theta)\frac{[(\varepsilon-1)kh]^2}{[(\varepsilon-1)kh]^2+\varepsilon^2\cos^2\theta}\times$$
$$\times\int_0^{\pi/4}\cos^{-3/2}\tilde{\varphi}\exp\left[j\left(\sin\theta-\frac{kL}{2\cos\tilde{\varphi}}+\frac{\pi}{4}\right)d\tilde{\varphi}\right]; \tag{7}$$

$$\dot{F}_\varphi(\theta)\equiv\dot{F}_\varphi(\theta,\varphi=0)=\left(\frac{kL}{4\pi}\right)^{1/2}J_1(ka)(1+\sin\theta)\frac{[(\varepsilon-1)kh]^2}{[(\varepsilon-1)kh]^2+\varepsilon^2\cos^2\theta}\times$$
$$\times\int_0^{\pi/4}\cos^{-3/2}\tilde{\varphi}\exp\left[j\left(\sin\theta-\frac{kL}{2\cos\tilde{\varphi}}+\frac{\pi}{4}\right)d\tilde{\varphi}\right]. \tag{8}$$

Из (7), (8) можно установить тождественность структуры выражений для компонентов, определяемых (3). Для распределений (4), (5) с учетом (6) при $x_0=y_0=0$ данный эффект достигается в главных плоскостях.

При первой вариации асимметрично возбуждаемых поверхностных токов по кромке диска, характерной для режима приема при центральном размещении на подстилающей

поверхности, в [9] получены следующие представления $\dot{F}_{\theta[\varphi]}(\theta)$ в сечении $\varphi = 0$:

$$\dot{F}_{\theta}(\theta) = \left(\frac{kL}{4\pi}\right)^{1/2} J_1'(ka)(1+\sin\theta)\,\frac{[(\varepsilon-1)kh]^2}{[(\varepsilon-1)kh]^2+\varepsilon^2\cos^2\theta}\times$$
$$\times \int_0^{\pi/4} \cos^{-1/2}\tilde{\varphi}\,\exp\left[j\left(\frac{kL}{2}\sin\theta - \frac{kL}{2\cos\tilde{\varphi}} + \frac{3\pi}{4}\right)d\tilde{\varphi}\right]; \quad (9)$$

$$\dot{F}_{\varphi}(\theta) = -j\left(\frac{kL}{4\pi}\right)^{1/2} J_1'(ka)\,\frac{[(\varepsilon-1)kh]^2}{[(\varepsilon-1)kh]^2+\varepsilon^2\cos^2\theta}\times$$
$$\times \int_0^{\pi/4} \sin\tilde{\varphi}\cos^{-3/2}\tilde{\varphi}\sin\left(\frac{kL}{2}\sin\theta\,\mathrm{tg}\tilde{\varphi}\right)\exp\left[j\left(-\frac{kL}{2\cos\tilde{\varphi}} + \frac{3\pi}{4}\right)d\tilde{\varphi}\right], \quad (10)$$

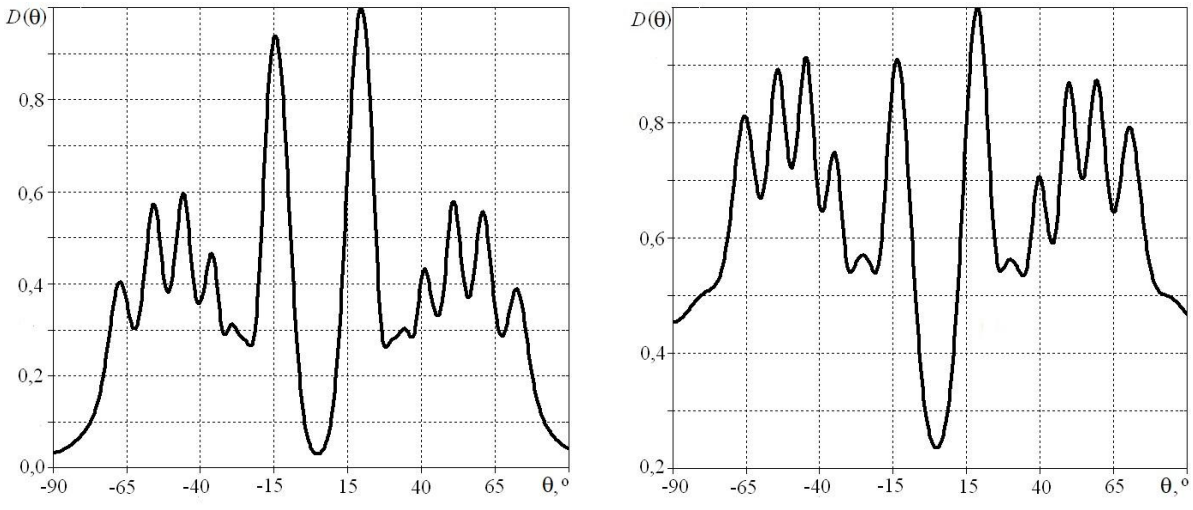
где $J_1'(\ldots)$ – первая производная функции Бесселя $J_1(\ldots)$ по переменной ρ.

Из сравнения (5) и (10), можно установить, что при расположении диска в центре экрана распределение $\dot{F}_{\varphi}(\theta)$ при $\varphi = 0$ утрачивает кросс-поляризационную составляющую.

3. Анализ диаграммы направленности дискового элемента на прямоугольном экране с прямолинейными границами

С использованием (1) – (3) и аналитических представлений функций $\dot{F}_{\theta[\varphi]}(\theta, \varphi)$ в виде (4), (5) проведен анализ диаграммы направленности $D(\theta) = D(\theta, \varphi = 0)$ дискового элемента с электрическим радиусом области металлизации $ka = 1{,}26$ на подложке с характерными размерами $kL_1 = 6{,}31$ и $kL_2 = 9{,}46$ при $h/a = 0{,}05$ из однослойного материала Rogers TMM3 с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 2{,}27$.

На рисунке 1 приведена диаграмма направленности дискового элемента на несущей поверхности при смещении по осям Ox и Oy декартовой системы координат на нормированные расстояния $kx_0 = 1{,}06$, $ky_0 = 0{,}96$ (а) и $kx_0 = 1{,}18$, $ky_0 = 1{,}05$ (б).



а) б)

Рис. 1. Диаграмма направленности дискового элемента на несущей поверхности
(а – $kx_0 = 1{,}06$, $ky_0 = 0{,}96$; б – $kx_0 = 1{,}18$, $ky_0 = 1{,}05$)

Из зависимостей следует, что асимметрия диаграммы направленности дискового элемента в плоскости угла места увеличивается по мере смещения его положения к краям несущей поверхности. Исследованная в [9] дифракция электромагнитного поля на кромке экрана способствует возрастанию кросс-поляризационных составляющих в распределениях (3). Уменьшение толщины и площади диэлектрического слоя приводит к расширению главного луча и появлению локальных экстремумов в области боковых лепестков диаграммы направленности дисковой антенны [11].

4. Заключение

В интересах исследования антенных решеток высокоточного позиционирования мобильных объектов разработана электродинамическая модель и проведен анализ диаграммы направленности дискового антенного элемента при различном положении на прямоугольной несущей поверхности резонансных электрических размеров.

Разработанная модель базируется на решении краевой задачи для идеально проводящего резонатора с однослойным диэлектрическим материалом в зазоре [9] при задании азимутальных вариаций плотностей поверхностных токов [10, 11] и нахождении асимптотических оценок напряженности электрического поля диска в дальней зоне подложки. Полученные методические результаты позволяют находить парциальные диаграммы элементов для теоретической оценки направленных свойств антенных решеток аппаратуры высокоточного позиционирования, размещаемой на мобильных объектах [2, 6, 7].

Литература

1. Зубов Н.П. Требования к качеству воздушной навигации, особенности выбора и оптимизации траекторий маловысотного полета пилотируемых и беспилотных летательных аппаратов военного назначения // Новости навигации. 2021. № 2. С. 18–23.
2. Исследование точностных характеристик антенных модулей высокоточного позиционирования АМ415 в угломерных измерениях по сигналам ГЛОНАСС/GPS / А.Л. Асеев, В.М. Владимиров, Ю.Л. Фатеев [и др.] // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета. 2013. № 6 (52). С. 64–69.
3. Системный анализ и оптимизация антенн радиоэлектронных средств / Д.Д. Габриэльян, В.И. Демченко, В.В. Задорожный [и др.] // Успехи современной радиоэлектроники. 2024. Т. 78. № 6. С. 9–21.
4. Касьянов А.О. Микроволновые устройства пространственной, частотной и поляризационной селекции и трансформации на основе печатных антенных решеток. Методы проектирования и области применения. Ростов-на-Дону, Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2021. 308 с.
5. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии / Д.Д. Габриэльян, М.Ю. Звездина, А.О. Касьянов [и др.] // Под общ. ред. А.А. Косогора. М.: ФИЗМАТЛИТ. 2023. 400 с.
6. Улановский А.В., Кизименко В.В. Моделирование микрополосковых антенных решеток методом интегральных уравнений // Доклады Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники. 2012. № 7 (69). С. 93–99.
7. Моделирование микрополосковой антенны радиовысотомера для летательного аппарата / А.В. Гусинский, М.С. Свирид, Д.А. Кондрашов [и др.] // Доклады Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники. 2021. Т. 19. № 5. С. 5–12.
8. Обуховец В.А., Касьянов А.О. Микрополосковые отражательные антенные решетки. Методы проектирования и численное моделирование / Под ред. В.А. Обуховца. М.: Радиотехника, 2004. 240 с.
9. Электродинамический расчет полосковых антенн / Б.А. Панченко, С.Т. Князев, Ю.Б. Нечаев [и др.]. М.: Радио и связь, 2002. 136 с.

10. Панченко Б.А., Гизатуллин М.Г. Нано-антенны. М: Радиотехника, 2010. 96 с.
11. Разиньков С.Н., Евсеев А.В. Электродинамический анализ полоскового элемента антенной решетки мобильного радиоэлектронного комплекса информационно-телекоммуникационной системы // Телекоммуникации. 2024. № 4. С. 15–23.

REFERENCES

1. Zubov N.P. Requirements for the quality of air navigation, features of the choice and optimization of low-altitude flight paths for manned and unmanned aerial vehicles for military purposes // Navigation News, 2021. – No. 2. – Pp. 18–23.
2. Study of accuracy characteristics of antenna modules of high-precision AM415 positioning in angular measurements by GLONASS/GPS signals / A.L. Aseev, V.M. Vladimirov, Yu.L. Fateev [et al.] // Bulletin of the Siberian State Aerospace University, 2013. – No. 6 (52). – Pp. 64–69.
3. System analysis and optimization of radio electronic antennas/D.D. Gabrielyan, V.I. Demchenko, V.V. Zadorozhny [et al.] // Successes of modern radio electronics, 2024. – Vol. 78. – No. 6. – Pp. 9–21.
4. Kasyanov A.O. Microwave devices for spatial, frequency and polarization selection and transformation based on printed antenna arrays. Design methods and applications. – Rostov-on-Don, Taganrog: SFU Publishing House, 2021. – 308 p.
5. Antennas, microwave devices and their technologies/D.D. Gabrielyan, M.Yu. Zvezdina, A.O. Kasyanov [et al.] // By ed. A.A. Kosogora. – M.: FIZMATLIT, 2023. – 400 p.
6. Ulanovsky A.V., Kizimenko V.V. Modeling of microstrip antenna arrays by the method of integral equations // Reports of the Belarusian State University of Informatics and Radio Electronics, 2012. – No. 7 (69). – Pp. 93–99.
7. Modeling a radio altimeter micro-strip antenna for an aircraft / A.V. Gusinsky, M.S. Svirid, D.A. Kondrashov [et al.] // Reports of the Belarusian State University of Informatics and Radio Electronics, 2021. – Vol. 19. – No. 5. – Pp. 5–12.
8. Obukhovets V.A., Kasyanov A.O. Micro-strip reflective antenna arrays. Design methods and numerical modeling / By ed. V.A. Obukhovets. – M.: Radio engineering, 2004. – 240 p.
9. Electro-dynamic calculation of strip antennas/B.A. Panchenko, S.T. Knyazev, Yu.B. Nechaev [et al.]. – M.: Radio and communications, 2002. – 136 p.
10. Panchenko B.A., Gizatullin M.G. Nano-antennas. – M: Radio engineering, 2010. – 96 p.
11. Razinkov S.N., Evseev A.V. Electro-dynamic analysis of the strip element of the antenna array of the mobile radio-electronic complex of the information and telecommunication system // Telecommunications, 2024. – No. 4. – Pp. 15–23.

ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ БЕТОННЫХ СМЕСЕЙ В ПРОЦЕССЕ ГИДРАТАЦИИ ВЛАГИ

Ю. А. Костычов[1], А. С. Ященко[1], С. В. Кривальцевич[1,2], Т. В. Кривальцевич[3]

[1]Омский научный центр СО РАН (ИРФЭ), Омск, Россия
[2]Омскии НИИ приборостроения (АО ОНИИП), Омск, Россия
[3]Омскии строительный колледж (БПОУ ОО ОСК), Омск, Россия

Аннотация. Приведены результаты измерений комплексной диэлектрической проницаемости образцов бетонных смесей в процессе гидратационного твердения в диапазоне частот от 1 МГц до 100 МГц. Показано, что вид временной зависимости диэлектрической проницаемости образцов определяется содержанием цемента в смеси. Обнаружено, что зависимость тангенса угла диэлектрических потерь от времени носит немонотонный характер, что может быть обусловлено изменением подвижности молекул воды в процессе гидратации. Полученные результаты могут найти применение при решении практических задач электродинамики и распространения радиоволн.

Ключевые слова: диэлектрическая проницаемость, бетонные смеси.

THE DIELECTRIC PERMITTIVITY OF CONCRETE MIXTURES IN THE HYDRATION PROCESS

Yu. A. Kostychov[1], A. S. Yashchenko[1], S. V. Krivaltsevich[1,2], T. V. Krivaltsevich[3]

[1]Omsk Scientific Center SB RAS (Institute of Radiophysics and Physical Electronics), Omsk, Russia
[2]Joint Stock Company "Omsk Scientific Research Institute of Instrument Making" (JSC ONIIP), Omsk, Russia
[3]Omsk Construction College (BPOU OO OSK), Omsk, Russia

Abstract. The results of complex permittivity measurements of concrete mixture samples during hydration in the frequency range from 1 MHz to 100 MHz h are presented. It is shown that the time dependence of the sample permittivity is determined by the cement content of the mixture. The time dependence of the dielectric loss tangent is nonmonotonic, which may be due to changes in the mobility of water molecules during hydration. The obtained results can be used in solving practical problems of radio wave propagation.

Keywords: dielectric permittivity, construction materials.

1. Введение

Решение ряда прикладных задач электродинамики требует привлечения данных о диэлектрической проницаемости подстилающей поверхности. В зависимости от размеров и местоположения антенно-фидерного устройства под термином «подстилающая поверхность» может пониматься участок суши, водоёма, поверхности или кровли зданий, с которым взаимодействуют электромагнитные волны в процессе их излучения и распространения. При наличии данных о комплексной диэлектрической проницаемости (КДП) подстилающей поверхности удаётся определить поглощательные и отражательные характеристики тех или иных участков поверхности Земли, рассчитать уровень напряженности поля земной волны на известном расстоянии от источника, оценить направленные характеристики излучателей и т.д.

Строгая теория диэлектрических смесей, к которым можно отнести большую часть материалов и веществ, как искусственного, так и естественного происхождения. Однако

в отдельных случаях накопленный эмпирический материал о КДП удалось формализовать в виде математических моделей. Так, на данный момент был разработан ряд диэлектрических моделей влажных почв, среди которых наибольшее распространение получила модель Добсона [1]. В основу модели были положены данные о КДП почв, относящихся к умеренной климатической зоне Северной Америки. Международный союз электросвязи рекомендует использовать эту модель для оценки диэлектрических характеристик почв и грунтов [2]. Коллективом Института физики им. Л.В. Киренского разработана физически обоснованная диэлектрическая рефракционная модель влажных почв, справедливая в диапазоне дециметровых и сантиметровых волн [3]. Коэффициенты при математических выражениях, описывающие модели Добсона и Института физики соответственно, определялись в ходе статистического анализа экспериментальных данных, что свидетельствует о частичной принадлежности указанных моделей к корреляционному виду.

Процессы излучения, распространения и приёма радиоволн обусловлены их взаимодействием с объектами окружающей среды, которыми, для урбанизированных территорий, являются здания и инженерные сооружения. Это обуславливает важность данных о диэлектрической проницаемости строительных материалов при прогнозировании характеристик радиолинии в пределах городской застройки. Известны публикации, в которых приводятся [4] и обобщаются [5] данные о диэлектрической проницаемости искусственных (в основном строительных) материалов в диапазоне от декаметровых до терагерцовых волн. Одними из искусственных материалов, широко используемых при возведении зданий и сооружений, являются цементные бетоны. Бетоны, как строительный материал, приобретают заданные свойства по истечении некоторого времени с момента изготовления. В течении этого временного промежутка происходит ряд химических реакций, одной из которых является гидратация. В результате гидратации – образования устойчивых во времени структур из атомов или ионов с молекулами воды, происходит заметное изменение физических свойств бетонов. Известны лишь отдельные работы, в которых приведены данные о диэлектрических характеристиках цементного бетона в процессе его отвердевания на частоте 1,5 МГц [6]. В связи с чем задача измерения КДП бетона в широком диапазоне частот в процессе гидратации влаги является актуальной.

2. Описание методов измерения диэлектрической проницаемости

Измерения КДП проводились с помощью установки, состоящей из mini-VNA и емкостной ячейки оригинальной конструкции на основе симметричной полосковой линии (СПЛ) [7]. В ячейке отсутствовала боковая стенка, это делало ее рабочую область доступной и позволяло удобно загружать и извлекать растворы материалов, а также обеспечивало естественное высыхание последних. Конструкция ячейки была спроектирована таким образом, чтобы обеспечить эффективное распространение основного типа волн (ТЕМ-волна) с минимизацией отражений от нерегулярностей тракта (в местах перехода от коаксиальной линии высокочастотного разъема к центральной полоске линии ячейки) и искажений фронта электромагнитной волны. Диэлектрические детали переходных областей ячейки были напечатаны с помощью 3D-принтера из пластика PLA, диэлектрической проницаемостью 2,5 (типичное значение) и тангенс угла диэлектрических потерь не превышающим 0,01. Волновое сопротивление в переходных частях составляло 50 Ом, а в рабочей части 79 Ом.

В ходе эксперимента исследовались характеристики двух образцов бетона с содержанием песка и цемента в пропорции 3:1 и 5:1 (в дальнейшем образцы №1 и №2 соответственно). При изготовлении образцов использовался портландцемент М 500, соответствующий ГОСТ 31108-2020. Общее время измерений КДП образцов превышало

360 часов. Образцы строительных материалов увлажнялись, согласно рекомендациям от производителя, одинаковым количеством воды перемешивались и помещались в измерительные ячейки. Изменения начинались сразу после помещения образца в ячейку. Температура образцов составляла +20 ± 2 ºС.

3. Результаты и обсуждение

На рисунке 1 приведен временной ход диэлектрической проницаемости образцов бетона, измеренных в процессе гидратации. В первые часы отвердевания цемента наблюдаются немонотонные изменения вида спектра действительной части КДП. Как общую тенденцию изменения действительной части КДП для двух образцов можно отметить заметное уменьшение значений от начального к конечному этапу гидратации, что обусловлено уменьшением подвижности молекул воды в результате образования кристаллогидратов.

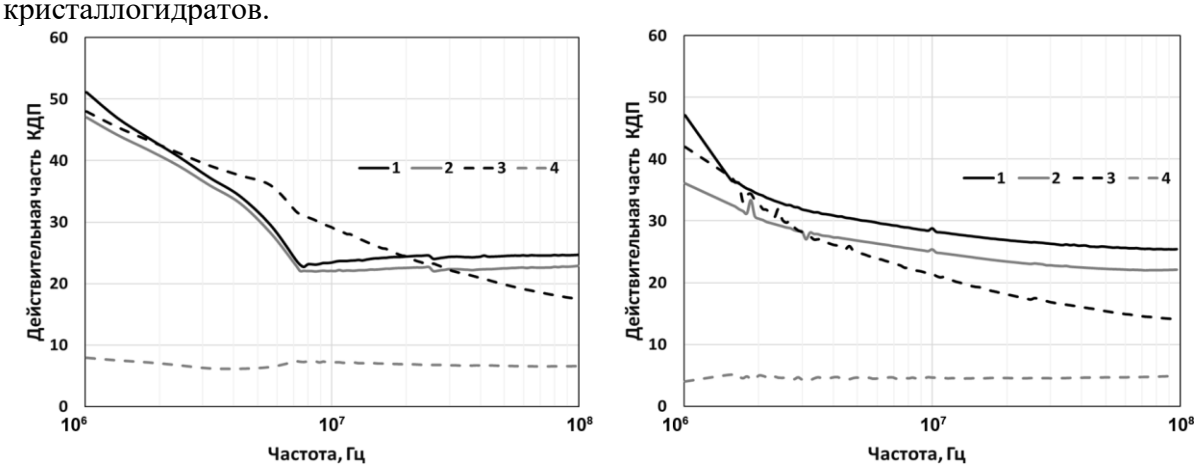


Рис. 1. Зависимость действительной части КДП бетона с соотношением цемента и песка (а) образец №1 и (б) образец №2. Для времени от момента помещения образца в ячейку: 1 – 0,015 часа; 2 – 2 часа, 3 – 8 часов; 4 – 361 час.

Более полная информация об особенностях диэлектрических характеристик образцов и характере межфазного взаимодействия в цементном бетоне может быть получена из данных о тангенсе угла диэлектрических потерь (рисунок 2). Графики зависимости образца №1 на рисунке 2, имеют характерный выраженный максимум в момент времени 2 часа после начала измерений.

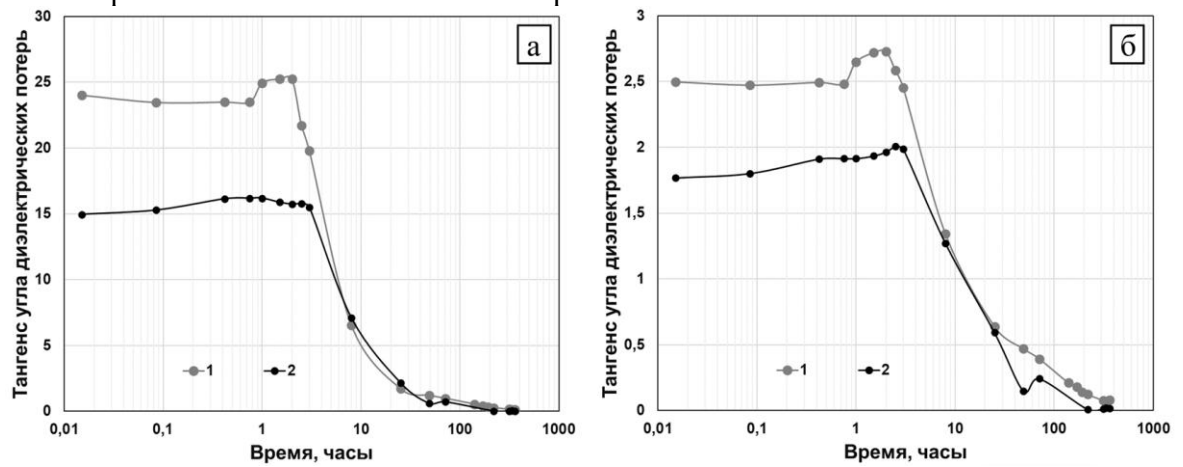


Рис. 2. Зависимость действительной части КДП бетона с соотношением цемента и песка (а) частота 10 МГц и (б) частота 100 МГц. 1 – образец №1, 2 – образец №2.

Для образца №2 экстремум функции выражен в меньшей степени. Можно предположить, что такой вид временного хода тангенса угла диэлектрических потерь связан со скрытым или индукционным периодом гидратации, в течении которого образуются кристаллы гидросиликата кальция. Резкое уменьшение значений тангенса угла диэлектрических потерь связано, предположительно, с началом образования кристаллов гидроксида кальция.

Таким образом, проведённые измерения позволили получить данные о диэлектрической проницаемости образцов бетона с разным содержанием цемента и связать их с особенностями гидратации влаги.

4. Заключение

В результате проведённых работ были обнаружены отличия во временном ходе диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь двух образцов бетона с разным содержанием цемента в процессе гидратации. Высказана гипотеза о влиянии роста кристаллогидратов определённого вида на значения тангенса угла диэлектрических потерь. Для уточнения полученных выводов и проверки высказанных гипотез необходимо проведение дополнительных измерений для образцов с заметно отличающимся содержанием цемента. Полученные результаты могут найти применение при моделировании процесса взаимодействия электромагнитных волн диапазона средних, коротких и ультракоротких волн с цементным бетоном.

5. Благодарности

Работа выполнена по государственному заданию Омского научного центра СО РАН (номер госрегистрации проекта 125013101211-4).

Литература

1. Peplinski N. R., Ulaby F. T., Dobson M. C. Dielectric properties of soils in the 0.3-1.3-GHz range ///IEEE Trans Geosci. and Remote Sens. Vol. 33, No. 3. P. 803-807. 1995.
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 доступа: 01.04.2026).
3. 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.
4. S. S. Zhekov, O. Franek and G. F. Pedersen Dielectric Properties of Common Building Materials for Ultrawideband Propagation Studies [Measurements Corner] // in IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 62, No. 1, P. 72-81, Feb. 2020, doi: 10.1109/MAP.2019.2955680.
5. Effects of building materials and structures on radio-wave propagation in the range of 1 MHz to 450 GHz URL: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.2040-4-202509-I!!PDF-E.pdf (дата доступа: 01.04.2026).
6. Машкин А.Н., Бердов Г.И., Виноградов С.А. Диэлькометрический анализ процесса гидратационного твердения цементного камня // Известия ВУЗов. Строительство, 2015. – № 2. – С. 27–30
7. P.P. Bobrov, Y.A. Kostychov, S.V. Krivaltsevich et al. Low-Cost Cell Based on Symmetric Stripline for Soil Permittivity Measurement in the Frequency Range of 0.1–1 MHz to 5–7 GHz //Russian Physics Journal. 2024. Vol. 67(8). P. 1213-1222

REFERENCES

1. Peplinski N. R., Ulaby F. T., Dobson M. C. Dielectric properties of soils in the 0.3-1.3-GHz range ///IEEE Trans Geosci. and Remote Sens. Vol. 33, No. 3. P. 803-807. 1995.
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 access: 30.03.2025).
3. 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.
4. S. S. Zhekov, O. Franek and G. F. Pedersen Dielectric Properties of Common Building Materials for Ultrawideband Propagation Studies [Measurements Corner] // in IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 62, No. 1, P. 72-81, Feb. 2020, doi: 10.1109/MAP.2019.2955680.
5. Effects of building materials and structures on radio-wave propagation in the range of 1 MHz to 450 GHz URL: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.2040-4-202509-I!!PDF-E.pdf (date access: 01.04.2026).
6. Mashkin A.N., Berdov G.I., Vinogradov S.A. Dielectrometric analysis of the hydration hardening process of cement stone // Izvestiya VUZov. Stroitelstvo, 2015. – No. 2. – P. 27–30
7. P.P. Bobrov, Y.A. Kostychov, S.V. Krivaltsevich et al. Low-Cost Cell Based on Symmetric Stripline for Soil Permittivity Measurement in the Frequency Range of 0.1–1 MHz to 5–7 GHz //Russian Physics Journal. 2024. Vol. 67(8). P. 1213-1222

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ТОПОЛОГИИ ИЗОЛИРУЮЩИХ СТРУКТУР НА ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕЧАТНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ

Ю. С. Русов, А. Е. Крупская, А. В. Хатюгов

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

Аннотация. Проведено исследование влияния топологии излучающих структур на электрические характеристики печатных излучателей. Обсуждаются особенности основных параметров излучения, таких как коэффициент изоляции между излучателями, ширина и форма диаграммы направленности. Рассмотрено применение различных топологий изолирующих структур и влияние их геометрических размеров на указанные параметры излучения. Сформулированы рекомендации по выбору топологии изоляции для достижения максимальной эффективности работы печатных излучателей в составе антенных решеток.

Ключевые слова: печатный излучатель; изолирующая структура; коэффициент изоляции; диаграмма направленности.

RESEARCH OF ISOLATING STRUCTURES TOPOLOGY INFLUENCE ON THE PATCH RADIATORS ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Yu. S. Rusov, A. E. Krupskaya, A. V. Khatyugov

Bauman Moscow State Technical University (BMSTU),
Moscow, Russia

Abstract. The influence of the topology of radiating structures on the electrical characteristics of printed radiators is studied. The features of the main radiation parameters, such as the isolation coefficient between radiators, the width and shape of the radiation pattern, are discussed. The application of various topologies of insulating structures and the influence of their geometric dimensions on the specified radiation parameters are considered. Recommendations are formulated for choosing the isolation topology to achieve maximum efficiency of printed radiators as part of antenna arrays.

Keywords: patch radiator; isolating structure; insulation coefficient; radiation pattern.

1. Введение

Современные технологии связи и радиолокации требуют от антенных систем высокой эффективности, надежности и компактности. Печатные излучатели, благодаря своей миниатюризации и простоте производства, становятся все более популярными в различных областях, включая мобильную связь, беспроводные сети и системы спутниковой связи. Антенные решетки на основе печатных излучателей широко используются в современных телекоммуникационных и радиотехнических системах, что обусловлено их плоской конструкцией, простотой интеграции и способностью формировать диаграммы направленности требуемой формы [1]. С развитием технологий передачи данных к электрическим характеристикам антенн предъявляются все более жесткие требования, среди которых наиболее важными являются коэффициент усиления, уровень боковых лепестков, ширина и форма главного лепестка диаграммы направленности, согласование с питающей линией, эффективность излучения.

Другим важным аспектом является взаимное влияние элементов в антенной решетке, которое становится особенно важным по мере уменьшения расстояния между излучателями. Сильное влияние элементов может привести к искажению формы диаграммы направленности, увеличению уровня боковых лепестков и рассогласованию антенной решетки, что отрицательно скажется на основных электрических характеристиках антенной системы. Введение в антенную решетку изолирующих структур способствует ослаблению взаимных связей между излучающими элементами, а также влияет на распределение электрического поля в раскрыве антенны и характеристики излучения. Правильный выбор топологии изоляции может существенно улучшить коэффициент изоляции излучателей и снизить неравномерность коэффициента усиления антенны в секторе электрического сканирования луча. Это обстоятельство повысило интерес к внедрению дополнительных конструктивных особенностей, таких как изолирующие структуры, которые могут существенно повлиять на характеристики излучения. Более того, достижения в области численного моделирования и алгоритмов оптимизации позволили с большей точностью прогнозировать влияние различных проектных решений на общую производительность антенных решеток.

Понимание того, как различные топологии и конфигурации изолирующих структур влияют на электрические характеристики и параметры излучения, имеет решающее значение для проектирования антенных решеток. Продолжение исследований в этой области будет способствовать разработке более эффективных, надежных и универсальных телекоммуникационных и радиолокационных систем.

Практический интерес представляет изучение влияния различных топологий изолирующих структур печатных излучателей на параметры излучения. Особое внимание в данном исследовании уделяется взаимосвязи между геометрическими параметрами элементов и электрическими характеристиками. Полученные результаты позволят определить оптимальные решения для проектирования высокоэффективных антенных систем.

2. Постановка задачи

В работе рассматриваются печатные излучатели с различной топологией изолирующих структур. Излучатели состоят из плоского проводящего элемента, размещенного на диэлектрической подложке. В нижней части диэлектрической подложки имеется проводящий слой, который выполняет функцию отражателя. Для питания излучателя используются коаксиальные кабели или микрополосковые линии, что обеспечивает удобные варианты монтажа.

В качестве материалов для верхнего проводящего слоя могут быть использованы хорошо известные токопроводящие материалы, такие как медь и золото, а в качестве диэлектрического основания – FR4 или другие подобные материалы. Свойства и параметры выбранных материалов для излучателей также играют важную роль в определении свойств излучения. Одним из ключевых преимуществ печатных излучателей является их способность работать в различных диапазонах частот, что делает их универсальными для использования в радиосистемах. Кроме того, плоская конструкция позволяет легко интегрировать излучатели в различные устройства и системы, что особенно важно в условиях ограниченного пространства. Такие излучатели имеют и недостатки, среди которых можно выделить относительно узкую полосу рабочих частот и чувствительность к изменениям окружающей среды. Использование различных топологий элементов и выбор диэлектрических материалов позволяют значительно улучшить их характеристики [2].

Добавление изолирующих структур между печатными излучателями в антенных решетках способствует повышению их электрических характеристик и позволяет получить:

- увеличение коэффициента изоляции;
- снижение неравномерности коэффициента усиления антенны в секторе электрического сканирования луча;
- улучшение согласования антенной решетки со свободным пространством;
- расширение полосы рабочих частот.

Структура печатного излучателя показана на рисунке 1. Исследуется излучатель прямоугольной формы с размерами *L*x*W*. Для питания излучателя применяется коаксиальный кабель, который подключается в точке, расположенной на оси симметрии прямоугольного проводника на расстоянии *x* от края топологии излучающей поверхности.

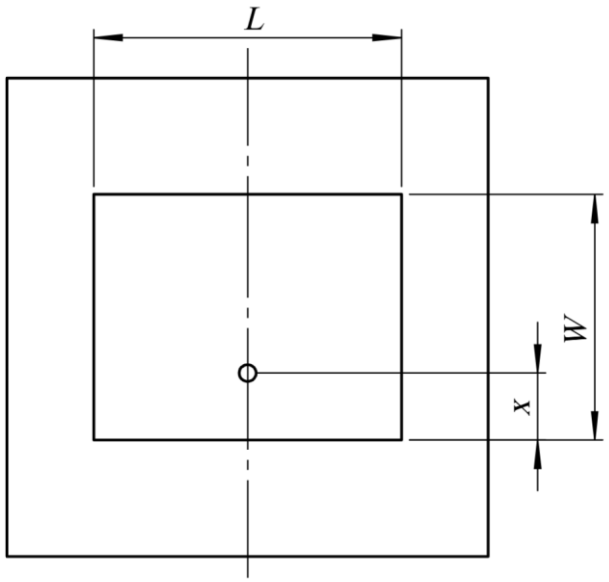
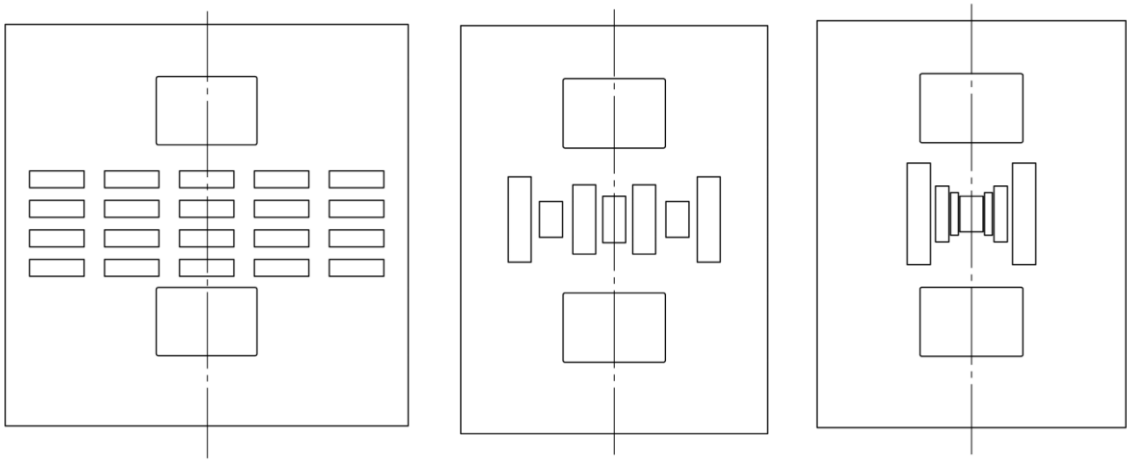


Рис. 1. Модель печатного излучателя прямоугольной формы.

Вопросам разработки топологии изолирующих структур посвящено достаточно большое количество статей [3-5]. Исследование изолирующих структур для таких излучателей проведено на примере антенной подрешетки, состоящей из двух излучающих элементов. Для обеспечения возможности электрического сканирования луча в широком секторе углов расстояние между центрами излучателей выбрано равным λ/2, где λ – длина волны в свободном пространстве на средней частоте рабочего диапазона.

На рисунке 2 приведены модели исследуемых печатных излучателей с добавленными топологиями изолирующих структур. Изоляция излучателей повышается путем размещения между ними одного или нескольких рядов плоских проводящих полосок прямоугольной формы. Проводится расчет коэффициента передачи электромагнитной волны от одного излучателя к другому (коэффициента S_{12}) при изменении размеров, расположения и количества изолирующих элементов с учетом ограничений, связанных с заданным шагом размещения излучателей в антенной решетке.



а) б) в)

Рис. 2. Модели печатных подрешеток с добавлением изолирующих структур.

3. Результаты исследования

На рисунке 3 показаны результаты электродинамического моделирования печатных излучателей с различной топологией изолирующих структур. Кривая 1 соответствует модели антенной подрешетки без добавления изолирующих структур, а кривые 2, 3 и 4 получены для моделей антенных подрешеток с изолирующими структурами, изображенными на рисунках 2 а, 2 б и 2 в соответственно.

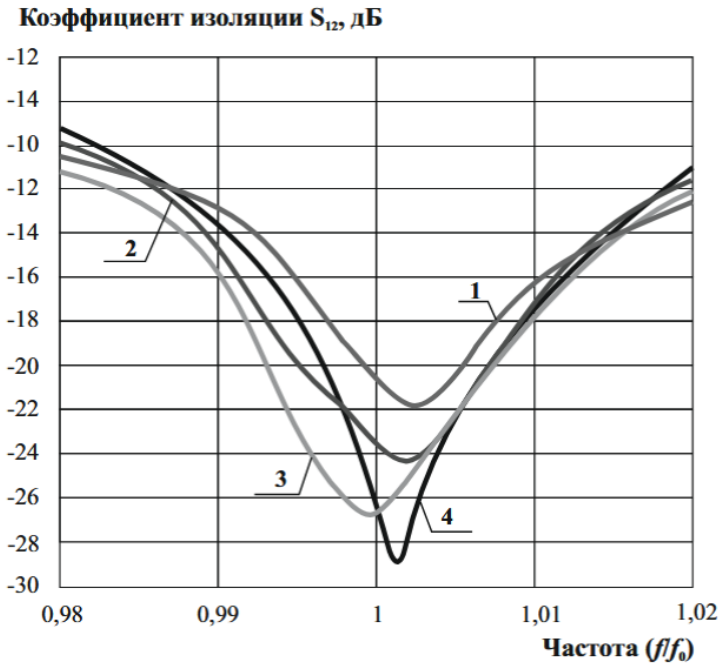


Рис. 3. Частотные зависимости коэффициента S_{12} для различных вариантов исполнения антенной решетки печатных излучателей.

Зависимости коэффициента изоляции S_{12} (рисунок 3) получены в диапазоне частот $f_0 \pm 2\%$. Из графика видно, что добавление изолирующих структур между печатными излучателями приводит к уменьшению коэффициента передачи на 2 дБ для топологии, изображенной на рисунке 2 а, на 5 дБ для топологии, приведенной на рисунке 2 б и на 7 дБ для топологии, представленной на рисунке 2 в.

4. Заключение

Проведенные исследования показали, что введение изолирующих структур позволяет управлять взаимным влиянием элементов в антенной решетке. Оптимизация топологии печатных излучателей с использованием изолирующих структур является эффективным инструментом повышения электрических характеристик антенн и может найти применение в современных телекоммуникационных системах.

Литература

1. Панченко П. О. Разработка микрополосковой антенной решетки для средств беспроводного широкополосного доступа на основе отечественной элементной базы. / Панченко П. О., Шмаков А. А., Скварник И. С., Стаценко Л. Г., Селезнев В. А. // Журнал радиоэлектроники, 2025, № 6. – С. 1-13. DOI: 10.30898/1684-1719.2025.6.8.
2. Borchardt J. J., Lapointe T. C. U-Slot Patch Antenna Principle and Design Methodology Using Characteristic Mode Analysis and Coupled Mode Theory. // IEEE Access, 2019, Vol. 7. – Pp. 109375-109385. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2933175.
3. Ripin N. Rectangular microstrip patch antenna with EBG structure. / Ripin N., Awang R. A., Sulaiman A. A., Baba N. H. and Subahir S. // 2012 IEEE Student Conference on Research and Development (SCOReD), Pulau Pinang, 2012. – Pp. 266-271. DOI: 10.1109/SCOReD.2012.6518651.
4. Zaman M. I., Hamedani F. T. and Amjadi H. A New EBG structure and its application on microstrip patch antenna. // 2012 15 International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics, Toulouse, France, 2012. – Pp. 1-3. DOI:10.1109/ANTEM.2012.6262420.
5. Fernandes J. A. and Virani H. G. Slotted Patch Microstrip Antenna with a Fork-Like Electromagnetic Band Gap Structure. // 2020 International Conference on Electronics and Sustainable Communication Systems (ICESC), Coimbatore, India, 2020. – Pp. 637-640. DOI:10.1109/ICESC48915.2020.9155794.

References

1. Panchenko, P. O. Development of a Microstrip Antenna Array for Wireless Broadband Access Means Based on Domestic Element Base. / Panchenko P. O., Shmakov A. A., Skvarnik I. S., Statsenko L. G., Seleznev V. A. // Journal of Radio Electronics, 2025, No. 6. – Pp. 1-13. DOI: 10.30898/1684-1719.2025.6.8. (In Russian)
2. Borchardt, J. J., Lapointe, T. C. U-Slot Patch Antenna Principle and Design Methodology Using Characteristic Mode Analysis and Coupled Mode Theory. // IEEE Access, 2019, Vol. 7. – Pp. 109375-109385. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2933175.
3. Ripin, N. Rectangular microstrip patch antenna with EBG structure. / Ripin N., Awang R. A., Sulaiman A. A., Baba N. H. and Subahir S. // 2012 IEEE Student Conference on Research and Development (SCOReD), Pulau Pinang, 2012. – Pp. 266-271. DOI: 10.1109/SCOReD.2012.6518651.
4. Zaman, M. I., Hamedani, F. T. and Amjadi, H. A New EBG structure and its application on microstrip patch antenna. // 2012 15 International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics, Toulouse, France, 2012. – Pp. 1-3. DOI:10.1109/ANTEM.2012.6262420.
5. Fernandes, J. A. and Virani, H. G. Slotted Patch Microstrip Antenna with a Fork-Like Electromagnetic Band Gap Structure. // 2020 International Conference on Electronics and Sustainable Communication Systems (ICESC), Coimbatore, India, 2020. – Pp. 637-640. DOI:10.1109/ICESC48915.2020.9155794.

СРАВНЕНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ИСПОЛЬЗУЕМЫХ В ПРОГРАММНЫХ КОМПЛЕКСАХ ДЛЯ АНАЛИЗА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ

А.М. Полунина, Е.Г. Клепова, А.С. Визовитин, В.В. Глотов

ВГТУ, Воронеж, Россия

Аннотация. В данной статье описано сравнение математических методов анализа электромагнитной совместимости, лежащих в основе программных комплексов: Ansys HFSS и CST Studio Suite.

Ключевые слова: радиоэлектронные средства; электромагнитная совместимость; метод конечных элементов; метод конечных интегралов; Ansys HFSS; CST Studio Suite.

COMPARISON OF MATHEMATICAL MODELS USED IN PROGRAM COMPLEXES FOR ANALYZING ELECTRIC AND MAGNETIC FIELDS

A.M. Polunina, E.G. Klepova, A.S. Vizovitin, V.V. Glotov

VSTU, Voronezh, Russia

Abstract. This article describes a comparison of the mathematical methods of electromagnetic compatibility analysis that underlie the software packages Ansys HFSS and CST Studio Suite.

Keywords: radio-electronic equipment; electromagnetic compatibility; finite element method; finite integral method; Ansys HFSS; CST Studio Suite.

1. Введение

Обеспечение электромагнитной совместимости (ЭМС) является важным требованием при создании радиоэлектронных средств (РЭС). С каждым годом все больше внимания уделяют этой тематике, ведь растет сложность устройств, требования к их стабильной и надежной работе. По этим причинам проблемы анализа ЭМС становятся более актуальными, а их решение все более востребованным для получения большей эффективности на этапе проектирования устройства.

Инженер-конструктор радиоэлектронных средств сталкивается с проблемой выбора оптимального инструмента для моделирования ЭМС. Решение этой задачи напрямую зависит от математических моделей, заложенных в программных комплексах. Корректный выбор математического метода напрямую влияет на точность электромагнитной совместимости, скорость вычислений и на способность разработчика выявить паразитное электромагнитное влияние одних компонентов на другие на этапе проектирования.

2. Математическая модель ANSYS HFSS

Ansys HFSS является одной из наиболее популярных и многофункциональных программ в области анализа ЭМС. В этот программный комплекс входят несколько пакетов, позволяющих оценить движение тока через печатную плату устройства,

электрическое и магнитное поле, оценить S-параметры, излучение полей в ближней и дальней зоне и многое другое.

Основной математический метод, используемый в программном комплексе Ansys HFSS, это метод конечных элементов. Для моделирования электромагнитной совместимости применяются численные решения дифференциальных уравнений Максвелла с частными производными. Суть метода заключается в разделении моделируемого объекта на множество небольших подразделов, называемых конечными элементами, представляющими собой сетку тетраэдров. Поля внутри взаимосвязаны, так что уравнения Максвелла удовлетворяются через границы элемента, представляя полевое решение для всей исходной структуры. Процесс моделирования включает в себя ряд вычислительных операций, в том числе сборку так называемых матриц Дирихле и масс, наложение на них граничных условий и формулировку системы линейных алгебраических уравнений.

Задача определения потенциала φ в каждой точке пространства может быть сведена к задаче минимизации следующего функционала I(φ):

$$\mathrm{I}(\varphi) = \iint_S \varphi\left(\frac{\partial^2\varphi}{\partial \mathrm{x}^2} + \frac{\partial^2\varphi}{\partial \mathrm{y}^2}\right)\mathrm{dxdy} = -\iint_S \left[\left(\frac{\partial\varphi}{\partial \mathrm{x}}\right)^2 + \left(\frac{\partial\varphi}{\partial \mathrm{y}}\right)^2\right]\mathrm{dxdy}\,, \qquad (1)$$

где *S* – область, в которой ищется потенциал, то есть область, заключенная между внешним и внутренним проводниками.

Формула (1) отражает факт интегрирования по частям функции φ, подчиняющейся, как известно, уравнению Лапласа. Под минимизацией функционала понимается поиск такой функции φ (*x, y*) , на которой интеграл в (1) достигает своего минимального значения.

Из теории уравнения Лапласа известно, что функция, для которой функционал (1) достигает своего минимума, одновременно является решением уравнения Лапласа

в той же области *S*.

Рассмотрим далее реализацию метода конечных элементов в общем случае, когда число базисных функций равно *M*. Подставим выражение для потенциала в виде суммы базисных функций в формулу (1):

$$I_{ijk}(\varphi) = -\iint_{s_{ijk}} \left[\left(\frac{\partial\bar{\mathrm{f}}(\mathrm{x,y})}{\partial \mathrm{x}}\bar{\mathrm{U}}_{\mathrm{ijk}}\right)^2 + \left(\frac{\partial\bar{\mathrm{f}}(\mathrm{x,y})}{\partial \mathrm{y}}\bar{\mathrm{U}}_{\mathrm{ijk}}\right)^2\right]\mathrm{dxdy}\,, \qquad (2)$$

где индексы *i,j,k* показывают, что данный параметр относится к треугольнику с вершинами *i,j,k*. В развернутой форме функционал (2) принимает следующий вид:

$$I_{ijk}(\varphi) = -\iint_{s_{ijk}} \left[\left(\sum_{\mathrm{n}=1}^{\mathrm{M}}\frac{\partial\mathrm{f_n(x,y)}}{\partial \mathrm{x}}\mathrm{U_{ijk,n}}\right)^2 + \left(\sum_{\mathrm{n}=1}^{\mathrm{M}}\frac{\partial\mathrm{f_n(x,y)}}{\partial \mathrm{y}}\mathrm{U_{ijk,n}}\right)^2\right]\mathrm{dxdy}\,, \qquad (3)$$

Система линейных алгебраических уравнений для элементарного треугольника ищется из условия минимума функционала по всем аргументам *Uijk,n*:

$$\frac{\partial I_{ijk}(\varphi)}{\partial \mathrm{U_{ijk,m}}} = 0, m = 1,2,\ldots M\,, \qquad (4)$$

Применение (4) к выражению (3) приводит к следующей системе линейных алгебраических уравнений относительно значений потенциала в узловых точках:

$$\sum_{n=1}^{M}\iint_{s_{ijk}}\left(\frac{\partial\mathrm{f_n(x,y)}}{\partial \mathrm{x}}\frac{\partial\mathrm{f_m(x,y)}}{\partial \mathrm{x}} + \frac{\partial\mathrm{f_n(x,y)}}{\partial \mathrm{y}}\frac{\partial\mathrm{f_m(x,y)}}{\partial \mathrm{y}}\right)\mathrm{dxdyU_{ijk,n}} = 0, \mathrm{m} = 1,2,\ldots,\mathrm{M}\,, \qquad (5)$$

Введем следующее обозначение:

$$Z_{nm}^{ijk} = \iint_{S_{ijk}} \left(\frac{\partial \mathrm{f_n(x,y)}}{\partial \mathrm{x}} \frac{\partial \mathrm{f_m(x,y)}}{\partial \mathrm{x}} + \frac{\partial \mathrm{f_n(x,y)}}{\partial \mathrm{y}} \frac{\partial \mathrm{f_m(x,y)}}{\partial \mathrm{y}} \right) \mathrm{dxdy} \,, \tag{6}$$

Тогда система линейных алгебраических уравнений (5) запишется в компактном виде:

$$Z^{ijk} \overline{\mathrm{U}}_{\mathrm{ijk}} = 0 \,, \tag{7}$$

Аналогичные системы линейных алгебраических уравнений можно записать для всех элементов разбиения. Объединяя их в одну систему линейных алгебраических уравнений, получаем:

$$Z\overline{U} = 0, \overline{U} = \begin{bmatrix} U_1 \\ \dots \\ U_N \end{bmatrix} \,, \tag{8}$$

где N – общее число вершин в разбиении. Матрица Z составлена из элементов матриц $\mathrm{Z^{ijk}}$.

Отметим далее, что первые $\mathrm{N_2}$ вершины лежат на поверхности металлических проводников. Выделим в векторе U-векторы, отвечающие вершинам, лежащим на проводниках:

$$\overline{U} = \begin{bmatrix} \overline{U}_o \\ \overline{U}_i \end{bmatrix} , \tag{9}$$

где индекс о (от английского слова outer – внешний) соответствует вершинам на поверхности проводников, а индекс i – (от английского слова inner – внутренний) соответствует вершинам, лежащим между проводниками. Тогда система линейных алгебраических уравнений (8) приобретает следующий вид:

$$\begin{bmatrix} Z_{oo} & Z_{io} \\ Z_{oi} & Z_{ii} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{U}_o \\ \overline{U}_i \end{bmatrix} = 0 \,, \tag{10}$$

Отметим, что вектор $\overline{U}_o$ известен, так как по условию задачи значения потенциала на проводниках заданы: $\mathrm{Uo,i=0,1 \le i \le N_1}$, $\mathrm{Uo,i=W}$, $\mathrm{N_1+1 \le i \le N_2}$. Поэтому имеет смысл выразить неизвестный вектор $\overline{\mathrm{U}}_{\mathrm{i}}$ через известный вектор $\overline{\mathrm{U}}_{\mathrm{o}}$:

$$\overline{U}_i = -Z_{ii}^{-1} Z_{oi} \overline{U}_o \,, \tag{11}$$

Соотношение (11) дает формальное решение искомой задачи. Таким образом, нам удалось выразить потенциал внутри структуры через его значения на границе.

Для любого заданного числа адаптивных итераций, магнитное поле (H) рассчитывается менее точно, чем решение для электрического поля (E), потому что в программе HFSS H-поле вычисляется из E-поля, с помощью следующего соотношения:

$$\mathrm{H} = -\frac{\nabla \times \mathrm{E}}{\mathrm{j}\omega\mu} \,, \tag{12}$$

Применение формулы (12) уменьшает на единицу порядок полиномиальной функции аппроксимирующей поле H по сравнению с аппроксимацией электрического поля.

Среди основных преимуществ метода конечных элементов можно выделить возможность определения параметров в любой точке анализируемого пространства, моделирования объемных объектов со сложной структурой с областями произвольной формы и неоднородными материалами. Также этот метод обеспечивает эффективную методику анализа токопроводящих дорожек на печатные платы и является отличным инструментом для моделирования радиационных помех в свободном пространстве.

Однако этот метод характеризуется высокими требованиями к вычислительным ресурсам и длительной продолжительностью моделирования.

3. Математическая модель CST STUDIO SUITE

CST Studio Suite является одним из лидеров среди программных комплексов для анализа ЭМС. Он предоставляет широкий спектр инструментов для исследования ближнего и дальнего поля печатных плат, оценки S-параметров, а также для решения задач целостности сигналов и излучения радиопомех. В отличии от других программ, использующих преимущественно только один математический метод, CST Studio Suite сочетает в себе несколько математических моделей, что позволяет выбирать оптимальную под конкретную задачу.

Основной математический метод, используемый в программном комплексе CST Studio Suite, это метод конечных разностей во временной области и метод конечного интегрирования. Предложенная компанией *CST* комбинация методов, позволила быстро решать задачи моделирования сложных устройств с криволинейными поверхностями. Эта математическая модель базируется на дискретизации интегральной формы уравнений Максвелла, а не дифференциальной. Суть метода заключается в разделении моделируемого объекта на множество ячеек, которые образуют сеточную пару. Уравнения Максвелла записываются в интегральной форме в системе линейных алгебраических уравнений для каждой грани ячейки, образуя матричные уравнения Максвелла. В процессе моделирования во временной области происходит возбуждение структуры широкополосным сигналом, расчет отклика и последующее дискретное преобразование Фурье для получения частотных характеристик, таких как S-параметры.

Моделирование электромагнитного поля выполняется с использованием пошаговой схемы с перешагиванием. Величина указанного максимального временного шага напрямую связана с минимальным шагом сетки, используемой для дискретизации пространства. Поэтому, чем плотнее сеточное разбиение, тем меньше используемый временной шаг. Такая техника позволяет избежать высокой детализации сеточного разбиения и, следовательно, сокращению времени моделирования.

Метод конечных разностей во временной области используется для решения системы уравнений Максвелла во временной области. Несмотря на сложность этих уравнений и наличие в них частных производных, их можно преобразовать в форму, удобную для численных расчетов. Для изотропной среды в отсутствие магнитных токов основные уравнения Максвелла могут быть записаны в следующей форме:

$$\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} + \nabla \times \vec{E} = 0, \tag{13}$$

$$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} - \nabla \times \vec{H} = \vec{J}, \tag{14}$$

$$\vec{B} = \mu\vec{H}, \tag{15}$$

$$\vec{D} = \varepsilon\vec{E}, \tag{16}$$

где вектор электрического тока, диэлектрическая $\vec{J}$ и магнитная μ проницаемости среды считаются известными функциями пространства и времени, а ∇ – векторный дифференциальный оператор. В декартовой системе координат имеем

$$\nabla = \left(\frac{\partial}{\partial x}, \frac{\partial}{\partial y}, \frac{\partial}{\partial z}\right), \tag{17}$$

Отметим, что для произвольного вектора $\vec{F} = (F_x, F_y, F_z)$ справедливо

$$\nabla \times \vec{F} \equiv rot\vec{F} = \begin{vmatrix} \vec{x}_0 & \vec{y}_0 & \vec{z}_0 \\ \partial/\partial x & \partial/\partial y & \partial/\partial z \\ F_x & F_y & F_z \end{vmatrix} = \vec{x}_0\left(\frac{\partial F_z}{\partial y} - \frac{\partial F_y}{\partial z}\right) + \vec{y}_0\left(-\frac{\partial F_z}{\partial x} + \frac{\partial F_x}{\partial z}\right) + \vec{z}_0\left(\frac{\partial F_y}{\partial x} - \frac{\partial F_x}{\partial y}\right), \tag{18}$$

где $\vec{x}_0, \vec{y}_0\vec{z}_0$ – единичные орты вдоль координатных осей. Тогда из (13) и (14) для декартовой системы координат получаем

$$-\frac{\partial B_x}{\partial t} = \frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z}, \tag{19}$$

$$-\frac{\partial B_y}{\partial t} = \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x}, \tag{20}$$

$$\frac{\partial B_z}{\partial t} = \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x}, \tag{21}$$

$$\frac{\partial D_x}{\partial t} = \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - J_x, \tag{22}$$

$$\frac{\partial D_y}{\partial t} = \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - J_y, \tag{23}$$

$$\frac{\partial D_z}{\partial t} = \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - J_z, \tag{24}$$

Дискретизируем пространство задачи и время. Обозначим точку пространства как

$$(\mathrm{i}, \mathrm{j}, \mathrm{k}) = (\mathrm{i} \cdot \Delta\mathrm{x}, \mathrm{j} \cdot \Delta\mathrm{y}, \mathrm{k} \cdot \Delta\mathrm{z}), \tag{25}$$

а для функции в любой точке пространства и времени примем такую запись:

$$F(\mathrm{i}\Delta\mathrm{x}, \mathrm{j}\Delta\mathrm{y}, \mathrm{k}\Delta\mathrm{z}; n\Delta\mathrm{t}) = F^n(i, j, k), \tag{26}$$

Метод конечного интегрирования представляет собой дискретную формулировку уравнений Максвелла в интегральной форме, что позволяет моделировать структуры со сложной геометрией. Каждая грань ячеек имеет исходное направление, так что их объединение может описано как направленный граф. Формулировка закона Фарадея в интегральной форме:

$$\int_{\partial A} \vec{E}(\vec{r},t)\cdot d\vec{s} = -\int_{A} \frac{\partial}{\partial t}\vec{B}(\vec{r},t)\cdot d\vec{A} \quad \forall A \in R^3, \tag{27}$$

Дискретный оператор дивергенции, следующий из уравнения Максвелла, описывающего отсутствие магнитных зарядов:

$$\iint_{\partial V} \vec{B}(\vec{r},t)\cdot d\vec{A} = 0 \quad \forall V \in R^3, \tag{28}$$

Дискретизация закона Ампера в интегральной форме:

$$\oint_{\partial \tilde{A}} \vec{H}(\vec{r},t)\cdot d\vec{s} = \iint_{\tilde{A}} \left(\frac{\partial}{\partial t}\vec{D}(\vec{r},t) + \vec{J}(\vec{r},t)\right)\cdot d\vec{A} \quad \forall \tilde{A} \in R^3\,, \tag{29}$$

Может быть выполнена для каждой грани ячейки в полной аналогии с законом Фарадея, чтобы получить ток смещения и ток проводимости через рассматриваемую грань ячейки.

Среди основных преимуществ подхода, реализованного в CST Studio Suite, можно выделить гибкость выбора метода расчета в зависимости от задачи, что позволяет оптимизировать использование вычислительных ресурсов. Использование гибридизации методов позволяет преодолевать главный недостаток программ компьютерного моделирования: большие затраты ресурсов при моделировании сложных геометрических объектов и не эффективное использование памяти. Метод конечных интегралов особенно эффективен для анализа печатных плат и оценки излучаемых помех, позволяет получить результаты за один расчет. Данный метод также характеризуется высокими требованиями к вычислительным ресурсам и длительной продолжительностью моделирования.

4. Сравнение программных комплексов

Оба продукта являются лидерами рынка для анализа электромагнитной совместимости, но построены на разных математических моделях. Ansys HFSS-использует метод конечных элементов, а CST Studio Suite-метод аппроксимации для идеальных граничных условий, дополняющий метод конечных интегралов во временной области. Программные комплексы используют разные способы разбиения объекта на множество маленьких ячеек, в каждой из которых далее решаются уравнения Максвелла способом характерным каждому математическому методу. Ansys HFSS использует адаптивное измельчение на тетраэдры, облегающие изогнутые поверхности. CST Studio Suite разбивает на гексаэдры с помощью математической аппроксимации. В отличие от *HFSS*, в программе *CST* понятие ведущей и ведомой границы отсутствует.

5. Заключение

На сегодняшний день проблематика ЭМС стоит на первом месте, её правильная оценка влияет на последующие этапы разработки РЭС. Поскольку сложность устройств растет, требуя многогранного подхода к анализу и выбора оптимального программного комплекса. Современному разработчику доступен широкий спектр специализированных программных продуктов, грамотный выбор которых позволяет не только обеспечить точность анализа, но и существенно сократить временные и материальные издержки при создании устройства.

Проведя анализ математических моделей для оценки электромагнитной совместимости, реализованных в программных комплексах Ansys HFSS и CST Studio

Suite, можно сделать вывод, что у каждого метода есть свои достоинства и свои недостатки. Для современного предприятия скорость проведения анализа ЭМС является критическим фактором: инженер-конструктор должен оперативно выявлять проблемы, чтобы не допустить срыва сроков сдачи проекта и связанных с этим финансовых потерь. В этом случае понимание математических методов, заложенных в эти программные комплексы, позволяет разработчику не просто получать численные результаты, но и грамотно интерпретировать их, что в конечном итоге способствует повышению надежности и качества разрабатываемых устройств. Главным достоинством программных комплексов для оценки ЭМС является то, что все исследования можно проводить без создания тестирующего устройства.

Литература

1. Ромащенко, М. А. Использование искусственных нейронных сетей для оценки воздействия электромагнитных помех / М. А. Ромащенко, Д. В. Васильченко, С. Ю. Белецкая // Радиотехника. – 2023. – Т. 87, № 8. – С. 21-27.
2. Ромащенко, М. А. Основные этапы методики обеспечения электромагнитной совместимости для подвижных объектов связи / М. А. Ромащенко, Р. Г. Коновалов, М. Е. Воробьев // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2023. – Т. 19, № 1. – С. 62-68.
3. Пеленгование источников радиоизлучения с использованием магнитных виртуальных диполей / Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, С. М. Федоров, В. А. Пендюрин // Студент-Наука: Сборник трудов Всероссийской научно-практической конференции, Воронеж, 05–06 декабря 2022 года. – Воронеж: Воронежский государственный технический университет, 2022. – С. 260-262.

References

1. Romashchenko, M. A. The use of artificial neural networks to assess the effects of electromagnetic interference / M. A. Romashchenko, D. V. Vasilchenko, S. Yu. Beletskaya // Radio engineering. - 2023. – Vol. 87, No. 8. – pp. 21-27.
2. Romashchenko, M. A. The main stages of the methodology for ensuring electromagnetic compatibility for mobile communication facilities / M. A. Romashchenko, R. G. Konovalov, M. E. Vorobyov // Bulletin of the Voronezh State Technical University. - 2023. – Vol. 19, No. 1. – pp. 62-68.
3. Bearing of radio emission sources using magnetic virtual dipoles / E. A. Ishchenko, Yu. G. Pasternak, S. M. Fedorov, V. A. Pendyurin // Student-Science: Proceedings of the All-Russian Scientific and Practical Conference, Voronezh, 05-06 December 2022. – Voronezh: Voronezh State Technical University, 2022. – pp. 260-262.

ОЦЕНКА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ДОСТУПНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН НА ОСНОВЕ МОДЕЛИ РАДИОКАНАЛА НАКАГАМИ

А. Н. Галькин[1], К. Н. Чугай[2]

[1]Генеральный штаб Вооруженных Сил, Минск, Республика Беларусь
[2] НИИ Вооруженных Сил, Минск, Республика Беларусь

Аннотация. В докладе рассматриваются вопросы оценки электромагнитной доступности источников радиоизлучения в условиях многолучевого распространения радиоволн на фоне априорно неизвестной сигнально-помеховой обстановки. Приводится вариант решения такой задачи путем использования математического аппарата, предлагаемого моделью радиоканала Накагами.

Ключевые слова: электромагнитная доступность, многолучевое распространение радиоволн, модель радиоканала.

ASSESSMENT OF ELECTROMAGNETIC ACCESSIBILITY OF RADIO-ELECTRONIC SYSTEMS IN MULTIPATH PROPAGATION CONDITIONS BASED ON THE NAKAGAMI RADIO CHANNEL MODEL

A. N. Galkin[1], K. N. Chugay[2]

[1]General Staff of the Armed Forces, Minsk, Republic of Belarus
[2]Research Institute of the Armed Forces, Minsk, Republic of Belarus

Abstract. The report addresses the issues of assessing the electromagnetic accessibility of radio emission sources in multipath propagation environments against the background of an a priori unknown signal-to-interference situation. A variant for solving this problem is presented by employing the mathematical framework provided by the Nakagami radio channel model.

Keywords: electromagnetic accessibility, multipath propagation, radio channel model.

1. Введение

Решение задачи построения любой радиоэлектронной системы и определения ее возможностей в условиях современной радиоэлектронной обстановки требует повышения точности прогнозных показателей обнаружения радиоизлучений. При этом необходимо обеспечить простоту и универсальность их расчета независимо от участка электромагнитного спектра и преобладающих механизмов распространения радиоволн.

Важнейшим прогнозным показателем является вероятность электромагнитной доступности источника радиоизлучения, а именно вероятность того, что мгновенное значение отношения сигнал-шум в точке приема превысит некоторый пороговый уровень, определяемый чувствительностью радиоприемного устройства и избранным алгоритмом принятия решения о наличии радиосигнала. Значение чувствительности априорно известно, а значения уровней сигнала и шума являются случайными величинами. Этим обоснована сложность и вероятностный характер такого расчета. При этом для вычисления значения вероятности доступности применима функция стандартного гауссова распределения [1]:

$$P_{\text{ЭМД}} = P\left(\gamma > \gamma_0\right) = \Phi\left(\left(\gamma_{\text{ср}} - \gamma_0\right)/\sigma\right), \quad (1)$$

где γ – мгновенное значение отношения сигнал-шум; γ_0 – пороговое значение отношения сигнал-шум; $\gamma_{\text{ср}}$ – среднее значение отношения сигнал-шум; σ – среднее квадратичное отклонение отношения сигнал-шум (в соответствии с рекомендациями принимается равным 6…10 дБ); $\Phi(\cdot)$ – функция стандартного гауссова распределения:

$$\Phi\left(\xi\right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\xi} e^{-\left(x^2/2\right)} dx = \frac{1}{2} + \Phi_0\left(\xi\right), \quad (2)$$

где $\Phi_0(\cdot)$ – табличная функция Лапласа, взятая со знаком аргумента.

Использование этого математического аппарата предполагает нормальный закон распределения значений сигнала и отношения сигнал-шум. Он обеспечивает учет влияния случайных факторов, воздействующих на сигнал на трассе распространения, однако не в полной мере учитывает особенности реальных радиоканалов.

2. Обобщенное описание сигнала и шума в реальном радиоканале

Сигнал в точке приема представляет собой искомый сигнал, переданный источником, ослабленный и измененный под влиянием помех различной природы [2]:

$$s\left(t\right) = n\left(t\right) + k\left(t\right) \cdot \alpha\left(t\right) \cdot u\left(t\right), \quad (3)$$

где $s(t)$ – суммарный радиосигнал в точке приема; $\alpha(t)$ – множитель ослабления радиосигнала; $u(t)$ – передаваемый источником искомый радиосигнал; $n(t)$ – аддитивная помеха (совокупность внешних и внутренних шумов); $k(t)$ – коэффициент, характеризующий мультипликативную помеху.

Аддитивная помеха, действуя на приемный тракт совместно с принимаемым сигналом, имеет характер стационарного или квазистационарного случайного процесса с гауссовским или полигауссовским распределением. Методы анализа и расчета такой помехи достаточно подробно разработаны и описаны [2]. Мультипликативная помеха, в свою очередь, воздействует на саму структуру сигнала и вызывает быстрые и медленные флуктуации его уровня. Выражение (3) принимает вид:

$$s\left(t\right) = n\left(t\right) + k_{\text{М}}\left(t\right) \cdot k_{\text{Б}}\left(t\right) \cdot \alpha\left(t\right) \cdot u\left(t\right), \quad (4)$$

где $k_{\text{М}}(t)$ и $k_{\text{Б}}(t)$ – коэффициенты, учитывающие медленные и быстрые изменения мультипликативной помехи соответственно.

Медленные флуктуации оказывают одинаковое влияние на уровень сигнала в удаленных точках пространства, так как они обоснованы длительными изменениями условий распространения радиоизлучения (от нескольких минут или часов до суточных и сезонных циклов) [2]. Фактически, энергетические потери в радиоканале задаются коэффициентами $k_{\text{М}}(t)$ и $\alpha(t)$. Адекватность этого предположения подтверждается анализом процесса затухания сигнала [1], позволяющего объединить все частные потери в две группы. Во-первых, это потери, значение которых квазистационарно во времени. Они определяются взаимным удалением и характеристиками передающего и приемного радиосредств, а также преобладающим механизмом распространения. Такие потери учитываются через коэффициент $\alpha(t)$. Вторую группу составляют потери, значение которых изменяется во времени и зависит от условий в радиоканале. Они обоснованы медленными флуктуациями и учитываются через коэффициент $k_{\text{М}}(t)$. В то же время реальный канал в большинстве случаев является многолучевым [1]. Именно с этой особенностью связаны быстрые флуктуации уровня сигнала (замирания), определяемые коэффициентом $k_{\text{Б}}(t)$. С учетом этого модель реального канала может быть представлена многоуровневой пространственно-временной линией задержки. При

этом с каждым лучом связана своя задержка по времени и свой множитель ослабления [1, 3]. В результате выражение (4) можно представить в виде:

$$s(t) = n(t) + \sum_{l=1}^{L}\left(\left(k_{\text{М}}{}^{l}(t)\cdot\alpha^{l}(t)\right)\cdot k_{\text{Б}}{}^{l}(t)\cdot u^{l}\left(t-\delta(t)\right)\right), \quad (5)$$

где l – условный номер луча, $l = [1, L]$, L – общее количество лучей в радиоканале; $\delta(t)$ – задержка сигнала по времени в l-м луче.

Следовательно в реальном радиоканале существуют две проблемы, оказывающие основополагающее влияние на мгновенное значение уровня сигнала и соотношения сигнал-шум в точке приема:

во-первых, протяженность канала, частота излучения и квазистационарные во времени условия распространения радиоволн, приводящие к ослаблению сигнала. В целом его можно охарактеризовать как достаточно хорошо формализуемый процесс;

во-вторых, быстрые флуктуации радиосигнала, вызванные, в большей степени, многолучевостью его распространения. Это случайный процесс, его характер может быть достаточно описан моделью радиоканала. Однако широко используемые модели являются лишь асимптотическими приближениями реальной картины и часто показывают недостаточную сходимость с результатами экспериментов.

3. Сравнительный анализ моделей радиоканала

В реальном канале сигнал в достаточно полной мере можно охарактеризовать нормальным распределением по всем параметрам. Сам канал считается линейным гауссовского типа в том смысле, что распределение мгновенных значений параметров сигнала на его выходе является нормальным. Распределение огибающей сигнала в таком канале основано на предположении о гауссовости квадратурных составляющих этого сигнала. Расчет такого распределения сопряжен со значительными вычислительными сложностями из-за использования модифицированной функции Бесселя n-го порядка $I_n(\cdot)$. Для упрощения расчетов рассматриваются короткие временные интервалы, в пределах которых сигнал оказывается локально стационарным. Но и они довольно сложны из-за использования модифицированной функции Бесселя нулевого порядка $I_0(\cdot)$. В пределах локальных стационарностей распределение огибающей полагается обобщенным релеевским, а в случае отсутствия регулярной составляющей сигнала – релеевским. И релеевская, и все другие модели являются частными случаями описания реального радиоканала [1].

Так, релеевская модель, являясь классической и общепризнанной, достаточно хорошо согласуется с экспериментальными данными. Огибающая сигнала в этом случае имеет экспоненциальное распределение, а вероятность обнаружения сигнала описывается выражением [1, 3 – 5]:

$$P_{\text{ЭМД}} = P\left(\gamma > \gamma_0\right) = \exp\left(-\gamma_0/\gamma_{\text{ср}}\right). \quad (6)$$

Модель описывает многолучевой NLoS-канал в условиях, когда результирующий сигнал в точке приема порожден большим количеством равнозначных переотраженных компонент при отсутствии доминирующей составляющей. Несмотря на простоту расчетов, недостатком модели является невозможность ее использования на открытых LoS-трассах при формировании результирующего сигнала в точке приема за счет доминирующей компоненты. Кроме того, расчеты, основанные на этой модели, дают оптимистичные оценки для каналов КВ диапазона. Это приводит к ошибочному принятию решения о доступности источников излучения. Результатом является переоценка энергетического потенциала канала и завышение реальной дальности обнаружения радиоэлектронных средств. С другой стороны модель пессимистична в отношении каналов УКВ диапазона – имеет место недооценка энергетического

потенциала канала и занижение дальности электромагнитного контакта, приводящие к ложной тревоге о недоступности источников.

Другая классическая модель – модель Райса – описывает LoS-канал. Она, в отличие от релеевской, предполагает формирование результирующего сигнала за счет мощной доминирующей компоненты при незначительном влиянии множества переотраженных лучей. Радиоканал характеризуется *K*-фактором, определяемым как отношение мощности доминирующей компоненты (прямого луча) к мощности рассеянных компонент (переотраженных лучей). Вероятность обнаружения в этой модели описывается *Q*-функцией Маркума [1, 3, 4]:

$$P_{\text{ЭМД}} = P\left(\gamma > \gamma_0\right) = Q_1\left(s/\sigma; \sqrt{\gamma_0}/\sigma\right). \quad (7)$$

Райсовская модель точна и на LoS-трассах позволяет избежать ошибок модели Релея. Однако вычисления требуют использования функций Бесселя $I_0(\cdot)$ и *Q*-функций Маркума, что кардинально усложняет расчеты.

Другие модели довольно специфичны. Так модель Хойта также описывает LoS-канал, но применима лишь на линиях спутниковой связи в условиях сильных ионосферных сцинтилляций или, с некоторым допущением, в радиосистемах УКВ диапазона в городских условиях при фокусировке излучения за счет так называемого «эффекта волновода». При этом она, как и райсовская, использует достаточно сложный математический аппарат, основанный на функциях Бесселя. Более простых расчетов требует модель NLoS-канала Вейбулла. Однако это профильная статистическая модель, разработанная для аппроксимации данных в задачах надежности. В свою очередь обладают определенной универсальностью обобщенные модели Якуба (κ-μ и η-μ модель). Они содержательны, но математически очень сложны [1, 4].

Альтернативой всем перечисленным является модель Накагами. Это обобщенная математическая конструкция, позволяющая минимизировать погрешности аппроксимации данных, не укладывающихся в иные классические модели. Вероятность электромагнитной доступности источника радиоизлучения в данной модели вычисляется через неполную гамма-функцию [1, 3, 4]:

$$P_{\text{ЭМД}} = P\left(\gamma > \gamma_0\right) = \Gamma\left(m, m\gamma_0/\gamma_{\text{ср}}\right)\Big/\Gamma\left(m\right), \quad (8)$$

где $\Gamma(m)$ – гамма-функция; m – параметр, характеризующий глубину флуктуаций и равный отношению квадрата средней мощности принимаемого сигнала к дисперсии его мгновенной мощности.

Модель позволяет аппроксимировать широкий спектр условий замираний варьированием только одного параметра – m, принимающего значения в диапазоне [0,5; +∞) и зависящего только от механизма распространения радиоволн соответствующего диапазона. При $m < 1$ в радиоканале подразумевается наличие замираний глубже релеевских, что характерно для механизмов ионосферного и дальнего тропосферного распространения, а при $m = 0{,}5$ релеевское распределение переходит в одностороннее нормальное распределение. При $m = 1$ радиоканал соответствует релеевскому, а выражение (8) упрощается до экспоненциального (6). При $m > 1$ канал вырождается в райсовский. В общем случае, при $m > 10$ радиоканал полностью стабилен.

Для оценки применимости различных моделей выполнены сравнительные расчеты для принципиально различных механизмов распространения радиосигналов. Местность, характер среды распространения и земной поверхности – усредненные для региона Восточной Европы в летний период днем, порог обнаружения – 10 дБ.

В таких условиях в КВ диапазоне (на частоте 5 МГц) при R = 60 км источник радиоизлучения размещается на дальней границе зоны электромагнитной доступности. При расчетах значение шума в полосе 3 кГц принято равным минус 90 дБ (средний

уровень индустриальных помех в сельской местности), а общие энергетические потери в канале – 100 дБ. При мощности источника $P_Т$ = 150 Вт (52 дБ) отношение сигнал-шум составляет 41 дБ, что существенно выше порога.

В данном случае сезонное и суточное состояние ионосферы подразумевают максимальное поглощение энергии сигнала слоем D. В результате точка приема находится в так называемой «мертвой зоне» для ионосферной волны, а земная волна сохраняет достаточную энергию. Канал, в целом, нестабилен из-за интерференции земной и ослабленной ионосферной волн. Однако на удалении 60 км от источника с мощностью излучения 150 Вт вероятность его обнаружения крайне высока для всех рассматриваемых моделей, так как обеспечивается гарантированное превышение уровня сигнала над уровнем шума. В связи с наличием четкого доминирующего луча (земная волна) эталоном в таких условиях является райсовская модель, а модель Накагами наиболее близка к ней.

Таблица 1. Вероятность обнаружения для различных моделей на частоте 5 МГц

Наименование модели канала	Вероятность электромагнитной доступности при расстоянии между источником и приемником R, км		
	60 ($\gamma_{ср}$ = 41 дБ)	120 ($\gamma_{ср}$ = 16 дБ)	120 ($\gamma_{ср}$ = 21 дБ)
без учета замираний	0,999	0,985	0,999
Райс	0,998	0,842	0,810
Накагами	0,992	0,764	0,685
Релей	0,954	0,651	0,723
Вейбулл	0,940	0,635	0,690
Хойт	0,932	0,620	0,665

При увеличении расстояния до 120 км имеет место выход точки приема из зоны земной волны. В этом случае она все еще присутствует, но испытывает сильные затухания из-за дифракции и критически зависит от состояния почвы. В свою очередь угол падения ослабленной в слое D ионосферной волны близок к вертикальному. Разность хода данных составляющих результирующего сигнала в точке приема постоянно меняется из-за нестабильности ионосферных слоев F2 и E, что приводит к глубоким замираниям. В таких условиях эталоном становится, де-факто, модель Релея. Модель Райса предполагает наличие стабильного сигнала, что невозможно реализовать в КВ диапазоне на указанной дальности. Модель Накагами при m = 1,1 близка к релеевской.

С увеличением дальности до 240 км в точке приема отмечается полное отсутствие земной волны (для нее суммарные потери превышают 150 дБ), а результирующий сигнал порождается ослабленными лучами, отраженными от слоев E и F2 или испытавшими двойное отражение. Общие потери ионосферной волны в радиоканале, протяженность которого составляет около 300 – 350 км, близки к 120 дБ. При этом отношение сигнал-шум значительно лучше, чем на дистанции 120 км.

Анализ показывает, что модель Накагами, в отличие от других, адекватна и применима в КВ диапазоне независимо от преобладающего механизма распространения радиоволн (таблица 2). При этом она описывает замирания глубже релеевских, а также учитывает временную динамику ионосферного канала. Изменение параметра m от 0,5…0,75 (поглощение в слое D и интерференция в дневное время) до 1,4…1,5 (стабильное отражение от слоя F2 и минимальное затухание в ионосфере ночью) позволяет адаптивно корректировать порог обнаружения сигнала.

Таблица 2. Применимость моделей радиоканала в КВ диапазоне

Удаление источника от приемника R, км	Преобладающий механизм распространения радиоволн	Оптимальная модель радиоканала
60	земная волна	Райс, Накагами (m = 1,5)
120	земная и ионосферная волны	Релей, Накагами (m = 1,1)
240	ионосферная волна	Накагами (m = 0,75)

В нижнем УКВ диапазоне (на частоте 45 МГц) доступность напрямую зависит от дальности прямой видимости, которая, с учетом нормальной атмосферной рефракции при использовании передающих и приемных средств с антенными мачтами высотой 12…15 м, для восточноевропейского региона не превышает 25 км (таблица 3).

В расчетах значение шума в полосе 25 кГц принято равным минус 110 дБ, а общие энергетические потери – 145 дБ. При мощности $P_Т$ = 25 Вт (44 дБ) отношение сигнал-шум в точке приема изменяется от 14 дБ на дальней границе «освещенной» зоны до минус 26 дБ в зоне «глубокой тени».

Таблица 3. Вероятность обнаружения для различных моделей на частоте 45 МГц

Наименование модели канала	Вероятность электромагнитной доступности при расстоянии между источником и приемником R, км		
	20 ($\gamma_{ср}$ = 14 дБ)	40 ($\gamma_{ср}$ = –8 дБ)	60 ($\gamma_{ср}$ = –26 дБ)
без учета замираний	0,880	0,010	0
Райс	0,815	0,035	0
Накагами	0,724	0,065	0,002
Вейбулл	0,654	0,042	0,001
Релей	0,612	0,021	0
Хойт	0,595	0,024	0

В условиях лесисто-равнинной местности, характеризуемой густыми смешанными лесами, длина волны радиосигнала на этой частоте сопоставима с размерами элементов крон деревьев и высотой подлеска на фоне высокой влажности почвы. В результате сигнал имеет более частые и глубокие замирания, чем релеевские. При этом использование модели Релея предполагает равную мощность всех переотраженных сигналов, что неверно для УКВ диапазона, так как почва и растительность поглощают энергию радиоизлучения неравномерно. Кроме того, в зоне «полутени» релеевская модель завышает требования к энергетике сигнала, предсказывая глубокие провалы, которые физически маловероятны из-за дифракции. Модель Райса в полном объеме неприменима, так как в указанных условиях антенны являются низкорасположенными и имеет место NLoS-канал (в точке приема отсутствует доминирующий сигнал).

При R = 20 км модель Накагами с $m > 1$ (в данном случае m = 1,8) заменяет модель Райса, описывая наличие прямого доминирующего и отраженного от земной поверхности лучей. С увеличением дальности до 40 км параметр формы уменьшается до значения $m \approx 1$ (в примере m = 1,05) и модель Накагами становится близка к релеевской, описывающей ситуацию отсутствия прямого луча и формирования результирующего сигнала в точке приема только за счет переотражения от земной поверхности и местных предметов. При R = 60 км модель Накагами позволяет установить значение параметра формы в пределах [0,5; 1) (в расчетах принята m = 0,6), что физически интерпретируется как наличие в точке приема слабого сигнала с крайне высокой дисперсией. При этом в условиях, когда уровень сигнала ниже порога, модели,

допускающие глубокие замирания (в частности, модель Накагами), дают более высокую вероятность обнаружения. Вызвано это тем, что они предусматривают довольно частую генерацию мощных кратковременных всплесков сигнала, превышающих уровень шума.

Аналогичная ситуация проявляется на других частотах. Пример – радиосигнал стандарта DMR на частоте 450 МГц в полосе 12,5 кГц (таблица 4). Излучение на этой частоте практически не огибает препятствия. Энергетические потери из-за дифракции в зоне «тени» увеличиваются быстрее, чем на частотах нижнего УКВ диапазона. Такой сигнал крайне чувствителен к кратковременным провалам уровня ниже порогового значения. Параметр m позволяет более объективно, чем модель Релея, описать вероятность этих провалов на расстояниях, сопоставимых с дальностью радиогоризонта. Кроме того, на удалении от источника до 10…20 км часто имеет место ярко выраженная доминанта и сильное переотражение от земной поверхности и местных предметов. Модель Райса в этом случае оптимистична, а модель Накагами позволяет получить более консервативную и точную оценку.

Таблица 4. Вероятность обнаружения для различных моделей на частоте 450 МГц

Наименование модели канала	Вероятность электромагнитной доступности при γ_0 = 13 дБ и расстоянии между источником и приемником R, км			
	10 ($\gamma_{ср}$ = 45 дБ)	20 ($\gamma_{ср}$ = 22 дБ)	30 ($\gamma_{ср}$ = 5 дБ)	40 ($\gamma_{ср}$ = – 13 дБ)
без замираний	1,00	0,96	0	0
Райс	0,99	0,91	0,12	менее 0,01
Накагами	0,99	0,84	0,18	0,01
Вейбулл	0,99	0,78	0,10	0,01
Релей	0,99	0,74	0,09	менее 0,01
Хойт	0,99	0,72	0,08	менее 0,01

В условиях плотной застройки (NLoS-канал) модель Релея является де-факто стандартом, а значение $K \to 0$, что не позволяет использовать райсовскую модель. На открытой равнинной местности, наоборот, актуально применение модели Райса. При этом аппарат модели Накагами позволяет более объективно учитывать характер местности и тип застройки. В условиях населенного пункта, принимая m = 1, имеется математическая тождественность релеевской модели. В свою очередь при m = 1,5 имитируется модель Райса для сельской местности. В целом, эта модель на основе единого математического аппарата обеспечивает плавный переход от описания почти полностью априорно известного сигнала к релеевскому распределению на дальности радиогоризонта и далее к глубоким дифракционным замираниям в зоне «тени».

В случае спутниковой связи параметр m напрямую коррелирует с индексом сцинтилляции. Это делает модель Накагами стандартом для прогнозирования сигналов в спутниковых каналах при ионосферных возмущениях. Она позволяет плавно перейти от условий «чистого неба» ($m \to +\infty$) к сильным мерцаниям в ионосфере.

При тропосферной связи результирующий сигнал в точке приема представляет собой сумму большого количества лучей с соизмеримыми амплитудами и случайными фазами. В этом случае имеют место замирания глубже релеевских. Модель Накагами с m = [0,5; 0,8] наиболее полно описывает статистику таких замираний на больших расстояниях.

Для радиорелейной связи характерен райсовский LoS-канал, но с влиянием многолучевости из-за переотражения от земной поверхности, атмосферы и местных предметов. Такой канал в полной мере аппроксимируется моделью Накагами с $m > 1$.

Следовательно, модель Накагами по точности сопоставима с райсовской, однако позволяет избежать присущих ей вычислительных сложностей. С другой стороны, она устраняет искаженную оценку энергетического канала, присущего модели Рэлея. Фактически, она является компромиссом между точностью и простотой вычисления.

4. Заключение

В докладе рассмотрены наиболее часто используемые на практике модели Релея, Райса и Накагами [1, 3]. Проведены сравнительные расчеты, которые свидетельствуют о том, что модель радиоканала Накагами является более объективным инструментом для оценки электромагнитной доступности источников радиоизлучения в условиях современной сложной и динамичной сигнально-помеховой обстановки на фоне многолучевости. Она позволяет объединить различные сценарии распространения радиоволн в рамках единого и достаточно хорошо формализуемого математического аппарата, обладающего необходимой достоверностью и точностью. При этом это единственная модель в полной мере применимая в широком частотном диапазоне.

Литература

1. Боговик, А. В., Игнатов, В. В. Эффективность систем военной связи и методы ее оценки – СПб.: ВАС им. С. М. Буденного, 2006. – 183 с.
2. Акимов, П. С., Евстратов, Ф. Ф., Захаров, С. И. Обнаружение радиосигналов – М.: Радио и связь, 1989. – 288 с.
3. Проксис, Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
4. Рекомендация МСЭ-R P.1057-6 (06/2017). Распределение вероятностей, касающихся моделирования распространения радиоволн. – Женева: Бюро радиосвязи МСЭ, 2017. – 26 с.
5. Кловский, Д. Д., Конторович, В. Я, Широков, С. М. Модели непрерывных каналов связи на основе стохастических дифференциальных уравнений – М.: Радио и связь, 1984. – 248 с.

References

1. Bogovik, A. V., Ignatov, V. V. Efficiency of Military Communication Systems and Methods for Its Evaluation. St. Petersburg: Budyonny Military Academy of Communications, 2006. 183 p.
2. Akimov, P. S., Evstratov, F. F., Zakharov, S. I. Radio Signal Detection. Moscow: Radio i Svyaz, 1989. 288 p.
3. Proakis, J. Digital Communications. Translated from English. Moscow: Radio i Svyaz, 2000. 800 p.
4. ITU-R Recommendation P.1057-6 (06/2017). Probability distributions relevant to radiowave propagation modelling. Geneva: ITU Radiocommunication Bureau, 2017. 26 p.
5. Klovskiy, D. D., Kontorovich, V. Ya., Shirokov, S. M. Models of Continuous Communication Channels Based on Stochastic Differential Equations. Moscow: Radio i Svyaz, 1984. 248 p.

АНАЛИТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ НАЗЕМНОЙ СИСТЕМЫ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ В УСЛОВИЯХ ВЕДЕНИЯ КОСМИЧЕСКОЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ РАЗВЕДКИ

А. Н. Новиков

Федеральное государственное казенное военное образовательное учреждение высшего образования «Военная академия Ракетных войск стратегического назначения имени Петра Великого» Министерства обороны Российской Федерации (Военная академия РВСН имени Петра Великого), Балашиха, Россия

Аннотация. В работе описана аналитическая модели функционирования наземной станции спутниковой связи, разработанная на основе решения задачи параметрического синтеза режимов её работы, которая направлена на обеспечение скрытности от системы космической радиотехнической разведки противника, состоящей из множества разнородных аппаратов. В рамках исследования формализована многокритериальная оптимизационная задача, отличающаяся наличием противоречивых целевых функций: минимизация вероятности обнаружения сигнала станцией космической радиотехнической разведки, максимизация обобщенной среднеквадратической ошибки определения координат источника излучения и максимизация времени вскрытия местонахождения станции. При вычислении обобщенной среднеквадратической ошибки модель учитывает геометрический фактор взаимного расположения аппаратов разведки и наземного объекта, а также различные методы пеленгации, которые могут применяться противником (например, амплитудный, фазовый или корреляционно-интерферометрический методы). Ключевой особенностью построенной модели является описание взаимосвязи управляемых параметров наземной станции спутниковой связи (таких как мощность, диаграмма направленности, режим работы передатчика) с итоговыми показателями эффективности скрытности через отношение сигнал/шум на входах приемников космических аппаратов разведки. Это позволило перейти от качественных требований к количественным зависимостям. Решение сформулированной задачи синтеза найдено методом скаляризации векторного критерия с использованием аддитивной свертки, что дало возможность свести многокритериальную проблему к однокритериальной и определить такие режимы работы станции, которые обеспечивают наилучший компромисс между требованиями к энергетической, пространственной и временной скрытности в условиях наблюдения разнородной орбитальной группировкой средств радиотехнической разведки.

Ключевые слова: космическая разведка, оптимизация параметров передачи, вероятность обнаружения, многокритериальная оптимизация, наземная станция спутниковой связи.

ANALYTICAL MODEL OF FUNCTIONING OF A GROUND-BASED SATELLITE COMMUNICATION SYSTEM UNDER CONDITIONS OF SPACE RADIO INTELLIGENCE

A. N. Novikov

The Military Academy of Strategic Rocket Troops after Peter the Great (SRTMA), Balashikha, Russia

Abstract. The paper describes an analytical model for the operation of a satellite communication earth station, developed by solving the problem of parametric synthesis of its operating modes. The model aims to ensure stealth against an enemy's space-based electronic

intelligence (ELINT) system, which consists of a multitude of heterogeneous satellites. Within the framework of the study, a multi-criteria optimization problem is formalized, characterized by conflicting objective functions: minimizing the probability of signal detection by the space-based ELINT system, maximizing the generalized root-mean-square error in determining the coordinates of the emission source, and maximizing the time to detect the station's location. When calculating the generalized root-mean-square error, the model takes into account the geometric factor of the relative positions of the reconnaissance satellites and the ground object, as well as various direction-finding methods that the enemy might employ (e.g., amplitude, phase, or correlation-interferometric methods). A key feature of the constructed model is the description of the relationship between the controlled parameters of the satellite communication earth station (such as power, antenna pattern, and transmitter operating mode) and the resulting stealth effectiveness indicators through the signal-to-noise ratio at the inputs of the receivers of the reconnaissance satellites. This allowed for a transition from qualitative requirements to quantitative dependencies. The solution to the formulated synthesis problem was found by scalarizing the vector criterion using an additive convolution. This made it possible to reduce the multi-criteria problem to a single-criterion one and to determine the station's operating modes that provide the best compromise between the requirements for energy, spatial, and temporal stealth under the observation conditions of a heterogeneous orbital constellation of ELINT assets.

Keywords: space reconnaissance, transmission parameter optimization, probability of detection, multi-criteria optimization, satellite communication earth station.

1. Введение

Развитие орбитальных группировок многофункциональных космических аппаратов (КА) радиотехнической разведки, способных к совместной пеленгации и триангуляции, создает критическую угрозу для скрытности и живучести наземных терминалов спутниковой связи. Задача обеспечения устойчивой связи в таких условиях требует выработки адаптивных режимов работы, балансирующих между энергетическим бюджетом радиолинии и параметрами демаскирующего излучения. Данная работа посвящена строгой аналитической постановке и решению задачи векторной оптимизации параметров передачи наземной станции спутниковой связи (НСС) в условиях противодействия распределенной системе космической радиотехнической разведки (РТР).

2. Постановка задачи на разработку модели

Рассматривается НСС, осуществляющая регулярные сеансы связи с геостационарным КА-ретранслятором. В зоне радиовидимости находится группа из N КА-разведчиков, образующих систему с координатным измерением. **Цель** – найти вектор управляемых параметров **u**, обеспечивающий компромисс между качеством связи и скрытностью.

Вектор u (управляемые параметры) имеет следующий вид:

$$\mathbf{u} = (P_t, \Delta\theta_t, \Delta\varphi_t, G_t^{SLL}, \tau, \eta_t)^T, \quad (1)$$

где P_t – эквивалентная изотропно излучаемая мощность (ЭИИМ) [Вт], $P_t^{min} \le P_t \le P_t^{max}$;

$\Delta\theta_t, \Delta\varphi_t$ – ширина диаграммы направленности (ДН) антенны НСС по азимуту и углу места [рад];

G_t^{SLL} – уровень боковых лепестков ДН относительно главного [дБ];

τ – длительность сеанса связи в течение суток [с], $0 < \tau \le T_{\text{сут}}$;

$\eta_t = {\Delta f_t}/{B_s}$ – спектральный коэффициент маскировки, $0 < \eta_t \le 1$.

Критериями эффективности (целевые функции) для данной многокритериальной задачи являются:

Вероятность обнаружения ($f_1(\mathbf{u})$) – вероятность регистрации сигнала НСС хотя бы одним КА-разведчиком за сеанс. Требуется минимизировать $f_1(\mathbf{u}) \Longrightarrow min$.

Обобщенная СКО определения координат ($f_2(\mathbf{u})$) – норма ковариационной матрицы ошибок оценки координат НСС системой разведки. Требуется максимизировать $f_2(\mathbf{u}) \Longrightarrow max$.

Время вскрытия ($f_3(\mathbf{u})$) – математическое ожидание времени до первого надежного обнаружения и локации [сут]. Требуется максимизировать $f_3(\mathbf{u}) \Longrightarrow max$.

Ограничения:

отношение E_b/N_0 на входе приемника целевого спутника не должно быть ниже порога q:

$$\frac{P_t \cdot G_t(\mathbf{u}) \cdot G_r}{k \cdot T_{sys,r} \cdot R_b \cdot L} \geq q. \quad (2)$$

где $G_t(\mathbf{u})$ – коэффициент усиления антенны НСС в направлении на целевой спутник. Зависит от $\Delta\theta, \Delta\varphi$ и точности наведения;

G_r – коэффициент усиления антенны целевого спутника в направлении НСС;

$k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана;

$T_{sys,r}$ – эквивалентная шумовая температура приемной системы целевого спутника, [К].

R_b– требуемая скорость передачи данных (битрейт), [бит/с];

L – полные потери на трассе «НСС – целевой спутник» (свободное пространство, атмосфера, запас), в разах (>1).

$\mathbf{u} \in U$, где U – область допустимых значений, определяемая конструктивными особенностями аппаратуры НСС (минимальная и максимальная мощность, минимально достижимая ширина ДН и уровень боковых лепестков и т.д.).

3. Решение задачи синтеза аналитической модели

Модель вероятности обнаружения ($f_1(\mathbf{u})$).

Интенсивность потока обнаружений i-м разведчиком пропорциональна отношению сигнал/шум (ОСШ) в его приемнике:

$$\lambda_i(\mathbf{u}) = \frac{1}{T_{scan,i}} \cdot erfc^{-1}\left(2 \cdot P_d^{reg}\right) \cdot \sqrt{SNR_i(\mathbf{u})}, \quad (3)$$

где $T_{scan,i}$ – период обзора i-го разведчика данной области пространства, [с];

P_d^{reg} – требуемая для разведчика вероятность правильного обнаружения в одном цикле обзора;

$SNR_i(\mathbf{u})$ – отношение сигнал/шум для i-го разведчика, рассчитываемое по формуле [1-3]:

$$SNR_i(\mathbf{u}) = \frac{P_t \cdot \eta_t \cdot A_{eff,s_i}(\theta_i, \varphi_i, \mathbf{u})}{k \cdot T_{sys,s} \cdot B_s \cdot d_{t,s_i}^2 \cdot L_{atm,i}}, \quad (4)$$

где $A_{eff,s_i}(\theta_i, \varphi_i, \mathbf{u})$ – эффективная площадь раскрыва антенны i-го разведчика в направлении на НСС, [м²]. Зависит от:

θ_i, φ_i – углы прихода сигнала от НСС в системе координат антенны разведчика.

Вектора u, так как ориентация ДН НСС влияет на мощность, приходящую с данного направления. Если разведчик находится в боковом лепестке НСС (G_t^{SLL}), принятая мощность падает.

$T_{sys,s}$ – шумовая температура приемника разведчика, [К].

d_{t,s_i} – расстояние от НСС до i-го спутника-разведчика, [м].

$L_{atm,i}$ – потери в атмосфере на трассе к i-му разведчику.

Вероятность необнаружения всеми N разведчиками за время сеанса τ моделируется экспоненциальным распределением:

$$P_{nd}(\mathbf{u}) = exp\left(-\tau \sum_{i=1}^{N} \lambda_i(\mathbf{u})\right). \quad (5)$$

Следовательно целевая функция – вероятность обнаружения имеет вид:

$$f_1(\mathbf{u}) = 1 - P_{nd}(\mathbf{u}) = 1 - exp\left(-\tau \sum_{i=1}^{N} \lambda_i(\mathbf{u})\right) \longrightarrow min. \quad (6)$$

Модель обобщенной СКО определения координат ($f_2(\mathbf{u})$).

Система разведки, используя измерения от N аппаратов, решает задачу оценки координат $\mathbf{x} = (x, y, z)^T$ НСС. Вектор измерений $z = (z_1, \dots, z_K)^T$ может включать пеленги (азимут, угол места), разности дальностей, разности времен прихода и т.д.

$$\mathbf{z} = \mathbf{h}(\mathbf{x}) + \mathbf{w}, \quad (7)$$

где $\mathbf{h}(\mathbf{x})$ – вектор-функция, описывающая идеальную (без ошибок) связь между координатами НСС и результатами измерений (тригонометрические зависимости);

$\mathbf{w} \sim \mathcal{N}(\mathbf{0}, \mathbf{R})$ – вектор аддитивных ошибок измерений, распределенный нормально с нулевым средним и **ковариационной матрицей**

$$\mathbf{R} = diag\left(\sigma_{m,1}^2, \sigma_{m,2}^2, \dots, \sigma_{m,K}^2\right). \quad (8)$$

Точность индивидуальных измерений обратно пропорциональна корню из ОСШ:

для **пеленгационного измерения** (ошибка угла σ_ϕ):

$$\sigma_{\phi,i}^{-2} \propto SNR_i(\mathbf{u}), \quad (9)$$

для **разностно-дальномерного измерения** (ошибка задержки σ_τ):

$$\sigma_{\tau,i}^{-2} \propto \Delta f_t^2 SNR_i(\mathbf{u}), \quad (10)$$

где Δf_t – ширина спектра сигнала, прямо связанная с η_t:

$$\Delta f_t = \eta_t \cdot B_s. \quad (11)$$

Ковариационная матрица ошибок оценки координат определяется через **матрицу Фишера F**:

$$\mathrm{Cov}(\Delta\hat{\mathbf{x}}) = F^{-1} = (\mathbf{J}^T \cdot \mathbf{R}^{-1} \cdot \mathbf{J})^{-1}, \quad (12)$$

где $\mathbf{J} = \frac{\partial \mathbf{h}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}$ – **матрица Якоби** размерности K×3. Ее элементы – это частные производные каждого измерения по каждой координате. Эта матрица полностью определяется **геометрией расположения НСС и разведчиков** и не зависит от параметров **u**. Именно она определяет **геометрический фактор разбавления точности.**

В качестве скалярной меры общей ошибки локации используется след ковариационной матрицы:

$$f_2(\mathbf{u}) = \mathrm{tr}\left(\mathrm{Cov}\left(\Delta\hat{\mathbf{x}}(\mathbf{u})\right)\right) = \sigma_x^2 + \sigma_y^2 + \sigma_z^2 \longrightarrow max. \quad (13)$$

Поскольку $\mathbf{R}^{-1}$ диагональная и ее элементы пропорциональны $SNR_i(\mathbf{u})$ (или $\Delta f_t^2 SNR_i(\mathbf{u})$), а **J** от **u** не зависит, то (13) можно записать в виде:

$$f_2(\mathbf{u}) \propto \mathrm{norm}\left(\sum_{i=1}^{N} SNR_i(\mathbf{u}) \cdot \mathbf{\Gamma}_i\right)^{-1}. \quad (14)$$

Здесь $\mathbf{\Gamma}_i$ – симметричная положительно полуопределенная матрица 3x3, полученная из соответствующих строк матрицы **J** для измерений от *i*-го разведчика.

Из вышеизложенного следует, что для максимизации $f_2(\mathbf{u})$ (ухудшения точности определения местоположения НСС) необходимо **минимизировать** $SNR_i(\mathbf{u})$ для каждого разведчика, особенно для тех, чьи $\mathbf{\Gamma}_i$ вносят наибольший вклад в итоговую матрицу (т.е. разведчиков с наилучшей геометрией для локации).

Модель времени вскрытия ($f_3(\mathbf{u})$).

Если сеансы связи повторяются ежесуточно с длительностью τ, то процесс обнаружения представляет собой последовательность испытаний Бернулли с вероятностью успеха

(обнаружения) $P_d = f_1(\mathbf{u})$ за одно «испытание» (сутки). Математическое ожидание числа суток до первого обнаружения равно $1/P_d$. Следовательно, ожидаемое время до вскрытия:

$$\mathbb{E}\left[T_{\text{вскр}}\right] = \frac{1}{f_1(\mathbf{u})} T_{\text{сут}}. \tag{15}$$

Таким образом,

$$f_3(\mathbf{u}) = \frac{T_{\text{сут}}}{f_1(\mathbf{u})} \longrightarrow max. \tag{16}$$

Явная связь $f_3(\mathbf{u})$ и $f_1(\mathbf{u})$ позволяет свести исходную трехкритериальную задачу к **двухкритериальной** между $f_1(\mathbf{u})$ (минимизация) и $f_2(\mathbf{u})$ (максимизация).

Для нахождения практического компромисса между конфликтующими критериями $f_1(\mathbf{u})$ и $f_2(\mathbf{u})$ применяется метод **скаляризации (свертки)**. Вводится обобщенный скалярный критерий $J(\mathbf{u})$, являющийся их взвешенной суммой:

$$J(\mathbf{u}) = \alpha \cdot \frac{f_1(\mathbf{u})}{f_1^0} - (1-\alpha) \cdot \frac{f_2(\mathbf{u})}{f_2^0}, \tag{17}$$

где α – весовой коэффициент $\in[0,1]$, задаваемый лицом, принимающим решение.

$\alpha \longrightarrow 1$: приоритет отдается **скрытности от обнаружения** (минимизации $f_1(\mathbf{u})$).

$\alpha \longrightarrow 0$: приоритет отдается **скрытности от точной локации** (максимизации $f_2(\mathbf{u})$, т.е. ухудшению точности у противника).

f_1^0, f_2^0 – **нормирующие значения** (базисные или эталонные), например, значения критериев при некотором номинальном режиме работы $\mathbf{u}_0$. Нормировка необходима для приведения разнородных критериев (вероятность и квадрат метра) к сопоставимому безразмерному виду и корректной работы весового коэффициента.

Итоговая постановка задачи условной оптимизации:

$$\mathbf{u}^* = \underset{\mathbf{u}\in U}{\operatorname{argmin}} J(\mathbf{u}), \text{при условии } \frac{P_t \cdot G_t(\mathbf{u}) \cdot G_r}{k \cdot T_{sys,r} \cdot R_b \cdot L} \geq q. \tag{18}$$

Аналитическое исследование частного случая

Для демонстрации свойств решения рассмотрим упрощенный сценарий: один спутник-разведчик (N=1), единственный управляемый параметр – мощность P_t, метод локации – пеленгация. Ограничение связи: $P_t \geq P_t^{\text{треб}}$.

В этом случае модели упрощаются:

$$\begin{aligned} f_1(P_t) &\approx k_1 \cdot P_t \cdot \tau, \\ f_2(P_t) &\approx \frac{k_2}{\sqrt{P_t}}, \end{aligned} \tag{19}$$

где k_1 – коэффициент, агрегирующий все остальные параметры в модели f_1;

k_2 – коэффициент, зависящий от геометрии и параметров антенны разведчика.

Нормируем на значения при минимальной мощности, требуемой для связи:

$$\begin{aligned} f_1^0 &= f_1\left(P_t^{\text{треб}}\right) = k_1 \cdot P_t^{\text{треб}} \cdot \tau, \\ f_2^0 &= f_2\left(P_t^{\text{треб}}\right) = \frac{k_2}{\sqrt{P_t^{\text{треб}}}}. \end{aligned} \tag{20}$$

Тогда функционал принимает вид:

$$J(P_t) = \alpha \cdot \frac{P_t}{P_t^{\text{треб}}} - (1-\alpha) \cdot \sqrt{\frac{P_t^{\text{треб}}}{P_t}}, \tag{21}$$

Ищем минимум $J(P_t)$ на множестве $P_t \geq P_t^{\text{треб}}$. Вычисляем производную:

$$\frac{\partial J(P_t)}{\partial P_t} = \frac{\alpha}{P_t^{\text{треб}}} - \frac{(1-\alpha)}{2} \cdot \sqrt{\frac{P_t^{\text{треб}}}{P_t^3}} = 0. \tag{22}$$

Решая уравнение, находим критическую точку:

$$P_t^{opt} = P_t^{\text{треб}} \cdot \left(\frac{1-\alpha}{2}\right)^{\frac{2}{3}}. \quad (23)$$

4. Анализ решения задачи синтеза

Случай приоритета скрытности **($\alpha > \frac{1}{3}$):** множитель $\left(\frac{1-\alpha}{2}\right)^{\frac{2}{3}} < 1$, следовательно, $P_t^{opt} < P_t^{\text{треб}}$. Однако это противоречит ограничению на связь. Значит, минимум $J(P_t)$ на допустимом множестве достигается на **границе области**: $P_t^* = P_t^{\text{треб}}$.

Случай приоритета маскировки локации **($\alpha < \frac{1}{3}$):** формально $P_t^{opt} > P_t^{\text{треб}}$. Однако анализ второй производной и поведения $f_1(P_t)$ показывает, что выигрыш в f_2 (растущий как $\sqrt{P_t}$) при увеличении мощности не компенсирует проигрыша в f_1 (растущей линейно). Поэтому с практической точки зрения увеличение мощности сверх необходимой нерационально, и оптимум также находится в точке $P_t^* = P_t^{\text{треб}}$.

Вывод для частного случая: независимо от выбранного весового коэффициента α, оптимальной является стратегия работы на минимально необходимой для обеспечения требуемого качества связи мощности $P_t^{\text{треб}}$. Это фундаментальный результат, показывающий, что с точки зрения скрытности не существует оправдания для избыточного энерговыделения.

5. Численное моделирование и анализ общего случая

Для общей постановки с тремя разведчиками (N=3), использующими комбинацию пеленгационных и разностно-дальномерных измерений, проведено численное решение методом проекции градиента.

Исходные данные:

$P_t^{\text{треб}} = 100$ **Вт**, $\alpha = 0{,}7$ (приоритет скрытности от обнаружения).

$\eta_t^{min} = 0{,}1$ (технически достижимое минимальное значение).

$\Delta\theta_t^{min} = 2^{\circ}$, $G_t^{SLL,min} = -40$ дБ.

Геометрия: разведчики на низкой околоземной орбите, угловое разнообразие ~120°.

Результаты оптимизации (u*):

$P_t^* \approx 102$ Вт – стремится к нижней границе $P_t^{\text{треб}}$, что подтверждает вывод аналитической части.

$\eta_t^* \approx 0{,}12^{\circ}$ – стремится к минимально возможному значению η_t^{min}. Это ключевой параметр, так как уменьшение η_t одновременно:

а) Снижает спектральную плотность мощности, уменьшая SNR_i и, следовательно, f_1.

б) Ухудшает точность разностно-дальномерных измерений ($\sigma_{\tau,i} \propto \frac{1}{\Delta f_t}$), увеличивая f_2.

$\Delta\theta_t^* = 2{,}8^{\circ}$ – немного больше теоретического минимума. Это компромисс: слишком узкая ДН требует идеального наведения и уязвима к его сбоям, что может привести к нарушению ограничения на связь (q).

$G_t^{SLL,min} = -38$ дБ – достигает технического минимума.

$\tau^* \approx 900$ с – выбирается минимально возможной из условия передачи суточного объема трафика.

Анализ чувствительности (результаты численного эксперимента).

Наибольшая чувствительность к параметрам P_t и η_t. Увеличение η_t с 0,1 до 0,5 приводит к росту f_1 в ~4 раза и снижению f_2 (улучшению точности локации противника) в ~1.8 раза.

Влияние параметров ДН ($\Delta\theta_t$, G_t^{SLL}) сильно зависит от геометрии. Если все разведчики находятся в секторе, близком к направлению на целевой спутник, сужение ДН и снижение УБЛ дают значимый эффект. Если же часть разведчиков расположена сбоку, эффект от снижения УБЛ становится доминирующим.

Время вскрытия f_3 имеет **экспоненциальную зависимость** от f_1. Уменьшение f_1 с 0,1 до 0,01 увеличивает f_3 с 10 до 100 суток. Это демонстрирует критическую важность даже небольшого снижения вероятности обнаружения за сеанс.

6. Заключение

В работе предложена и детально проанализирована комплексная аналитическая модель для решения задачи оптимизации параметров передачи наземной станции спутниковой связи в условиях противодействия многоспутниковой системе космической радиоразведки. Основные научные и практические результаты:

Формализация. Задача сведена к четко определенной проблеме векторной оптимизации с тремя конфликтующими критериями, связанными между собой через фундаментальный параметр – отношение сигнал/шум на входах приемников разведки.

Учет системности угрозы. Модель обобщенной СКО f_2 учитывает ключевые факторы современной координатной разведки: геометрическое разбавление точности и использование различных физических принципов измерений (пеленгация, разностно-дальномерные измерения).

Аналитический результат. Для базового сценария строго доказано, что оптимальной с точки зрения скрытности является стратегия работы на минимально необходимой для связи мощности.

Практические рекомендации. Численный анализ для общего случая выявил спектральный коэффициент маскировки η_t как наиболее эффективный управляемый параметр для одновременного снижения вероятности обнаружения и ухудшения точности локации. Приоритет в проектировании защищенных НСС должен отдаваться системам с адаптивным спектром и возможностью его сверхузкого формирования.

Инструментарий. Предложенный метод скаляризации с весовым коэффициентом α предоставляет оператору гибкий механизм для выбора рабочей точки на кривой Парето в соответствии с текущей тактической обстановкой и приоритетами.

Полученные результаты создают основу для разработки алгоритмов реального времени адаптивного управления излучением перспективных мобильных и стационарных наземных терминалов спутниковой связи.

Литература

1. Вайли Р.Г. Перехват и анализ сигналов радиолокационных станций // пер. с англ. – М.: Техносфера, 2008. – 560 с.
2. Прокис Дж. Цифровая связь // пер. с англ. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
3. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение // пер. с англ. – М.: Вильямс, 2003. – 1104 с.

References

1. Wiley, R.G. Interception and Analysis of Radar Signals. Translated from English. Moscow: Tekhnosfera, 2008. 560 p.
2. Proakis, J.G. Digital Communications. Translated from English. Moscow: Radio i Svyaz, 2000. 800 p.
3. Sklar, B. Digital Communications: Fundamentals and Applications. Translated from English. Moscow: Williams Publishing House, 2003. 1104 p.

МЕТОДИКА РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ

А. Н. Новиков, Н. А. Спиридович

Федеральное государственное казенное военное образовательное учреждение высшего образования «Военная академия Ракетных войск стратегического назначения имени Петра Великого» Министерства обороны Российской Федерации (Военная академия РВСН имени Петра Великого), Балашиха, Россия

Аннотация. В рамках исследования предложена инновационная методика радиоэлектронного подавления систем связи, использующих режим псевдослучайной перестройки рабочей частоты, который основан не на традиционном заградительном или слежении за скачками, а на использовании эффекта генерации интермодуляционных искажений в нелинейных элементах приемного тракта. Методология работы включает несколько ключевых этапов. На первом этапе проводится детальный анализ спектра излучения подавляемой системы псевдослучайной перестройки рабочей частоты с целью точного определения рабочего диапазона частот и ширины отдельного частотного канала (скачка). На основе полученных аналитических данных рассчитывается оптимальный частотный план и необходимое количество зондирующих (основных) полигармонических помех. Их задача – создать в нелинейных узлах приемника (смесителях, усилителях) комбинационные частоты, которые попадут в полосу пропускания приемного тракта и будут восприняты как полезный сигнал, либо подавят его. Ключевым преимуществом подхода является то, что интермодуляционные помехи возникают непосредственно внутри тракта и могут эффективно воздействовать даже на те частоты, которые не излучаются передатчиком помех напрямую. В работе также представлена оценка эффективности применения полигармонических немодулированных помех по сравнению с классическими методами подавления сигналов с псевдослучайной перестройки рабочей частоты, демонстрирующая повышение вероятности срыва связи при снижении требований к энергетическим и частотным ресурсам постановщика помех.

Ключевые слова: система связи; интермодуляция; помеха; радиостанция; сигнал.

METHOD FOR ELECTRONIC SUPPRESSION OF A FREQUENCY HOPPING SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION SYSTEM

A. N. Novikov, N. A. Spiridovich

The Military Academy of Strategic Rocket Troops after Peter the Great (SRTMA), Balashikha, Russia

Abstract. The study proposes an innovative method for the electronic jamming of communication systems employing frequency-hopping spread spectrum, which is based not on traditional barrage or follower jamming, but on utilizing the effect of intermodulation distortion generation in the nonlinear elements of the receiver path. The methodology comprises several key stages. The first stage involves a detailed analysis of the emission spectrum of the targeted frequency-hopping system to precisely determine the operating frequency range and the bandwidth of an individual frequency channel (hop). Based on these analytical data, an optimal frequency plan and the required number of probing (primary) polyharmonic jamming signals are calculated. Their task is to generate intermodulation products within the receiver's nonlinear components (mixers, amplifiers) that fall within the

passband of the receiver front-end, thereby being perceived as or overriding the desired signal. A key advantage of this approach is that the intermodulation interference arises directly inside the receiver path and can effectively affect even those frequencies not directly radiated by the jammer's transmitter. The paper also presents an evaluation of the effectiveness of polyharmonic unmodulated jamming compared to classical methods of suppressing frequency-hopping signals, demonstrating an increased probability of communication disruption while reducing demands on the jammer's power and frequency resources.

Keywords: communication system; intermodulation; jamming; radio station; signal.

1. Введение

В современных системах связи (СС) в интересах повышения надежности, помехозащищенности и разведзащищенности существуют линии радиосвязи (ЛРС), использующие режим псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ). Анализ помехоустойчивости таких ЛРС свидетельствует о высоком потенциале при использовании их в СС в условиях применения противником средств радиоэлектронного подавления (РЭП). В настоящее время ЛРС с ППРЧ широко применяются в СС тактического звена и являются основой информационного обеспечения и управления войсками. Для подавления средств связи с ППРЧ необходимы станции активных помех, которые должны функционировать на основе эффективных алгоритмов подавления.

Для постановщика помех закон перестройки несущей частоты в СС с ППРЧ неизвестен. Фундаментальный принцип псевдослучайности сигналов препятствует системе РЭП добиваться эффективного воздействия на СС с ППРЧ организованных помех. Это вынуждает систему РЭП с ограниченной мощностью передатчика распределять соответствующим образом спектральную плотность мощности помехи по частотному диапазону СС, формируя шумоподобную заградительную помеху.

2. Описание подхода к радиоэлектронному подавлению системы связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты

Наиболее перспективным направлением является РЭП на основе известного явления интермодуляции, возникающего при взаимодействии на нелинейных элементах входных цепей приемного тракта двух или более сигналов [1]. Если частота полезного сигнала f_1, а помехи f_2, то в канале приема появляются паразитные интермодуляционные сигналы с частотами $f_1 - f_2$, $f_1 + f_2$, $2f_1 - f_2$, $2f_2 - f_1$, $3f_1 - 2f_2$, $3f_2 - 2f_1$ и так далее.

При возрастании количества взаимодействующих сигналов на входе приемника происходит лавинообразный процесс формирования интермодуляционных составляющих. Например, взаимодействие трех сигналов с частотами f_1, f_2, f_3 вызывает появление комбинационных составляющих 3-го порядка с частотами $f_1 + f_2 - f_3$, $f_1 + f_3 - f_2$, $f_2 + f_3 - f_1$, $f_1 + f_2 + f_3$. Как показано в [2], работа в одном частотном диапазоне десяти радиопередающих устройств приводит к возникновению 100 интермодуляционных излучений 2-го порядка, 800 – 3-го порядка, 4000 – 4-го порядка и 15000 – 5-го порядка.

Результатом воздействия на приемный тракт таких помех в зависимости от их мощности может быть:

попадание помехового сигнала или интермодуляционной составляющей в полосу полезного сигнала, что приведет к полному либо частичному подавлению;

блокирование – изменение уровня полезного сигнала или отношения сигнал-шум на выходе радиоприемника, при этом частота помехи не совпадает с частотами основного и побочных каналов;

перекрестное искажение – взаимодействие на нелинейных элементах входной цепи приемника спектральных составляющих сигнала и помехи;

одновременное существование вышеуказанных эффектов.

В целом исследование воздействия интермодуляционных составляющих на радиоприемный тракт при постановке преднамеренных помех представляется весьма сложной задачей. В [3] показано, что отношение энергии сигнала при передаче одного бита информации к спектральной плотности шума в системах связи с ППРЧ в отсутствии помех должно быть не менее 13,35 дБ для обеспечения средней вероятности ошибки не более 10^{-4}. Возрастание спектральной плотности шума на 6,5 дБм при воздействии трех помеховых сигналов приводит к необходимости увеличения мощности полезного сигнала приблизительно в 4 раза для передачи цифровых данных без искажений и потерь. В работе [4] представлены расчеты, позволяющие оценить вероятность блокировки канала промежуточной частоты приемника полезного радиосигнала. Если принять, что фильтр канала промежуточной частоты имеет полосу в 25 кГц, то тогда количество каналов системы связи для диапазона шириной 10 МГц составляет $N = \frac{10000\ \text{кГц}}{25\ \text{кГц}} = 400$. Количество основных помех и их интермодуляционных составляющих в спектре ориентировочно составляет $j = 3 + 73 = 76$. Тогда вероятность поражения рассматриваемого рабочего канала системы связи с ППРЧ составляет $P = \frac{j}{N} = \frac{76}{400} = 19 * 10^{-2}$, что является недопустимым для передачи цифровых данных без искажения.

3. Разработка методики радиоэлектронного подавления системы связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты

В связи с вышеизложенным можно методику функционирования системы РЭП для эффективного подавления СС с ППРЧ.

На первом этапе система РЭП производит разведку, определяя при этом ширину диапазона частот, в котором функционирует СС с ППРЧ. Также на основе анализа принятых сигналов определяется полоса канала передачи.

На втором этапе производится выбор предполагаемого количества основных помеховых сигналов с полосой совпадающей с полосой передачи системы связи.

На третьем этапе на основе соотношения (1) производится расчёт числа интермодуляционных помех и их частоты, которые будут сформированы в приемнике СС с ППРЧ.

$$F_{\text{ик}} = \begin{cases} \dfrac{\left| m\left(F_i \pm \dfrac{B_i(\alpha)}{2}\right) - n\left(F_j \pm \dfrac{B_j(\alpha)}{2}\right)\right|}{l} \\ \dfrac{\left| m\left(F_i \pm \dfrac{B_i(\alpha)}{2}\right) + n\left(F_j \pm \dfrac{B_j(\alpha)}{2}\right)\right|}{l}' \end{cases} \quad (1)$$

где F_i - центральная частота помехи, прошедшая в канал приёмника, Гц;

$i=2,\ldots,N$ – количество сигналов передатчика системы РЭП, прошедших в каналы приёмника;

$B_i(\alpha)$- ширина полосы излучения i -го передатчика по уровню α;

$m \in [1,3]$;

$n \in [0,3]$;

$l \in [1,3]$.

Если частоты интемодуляционных помех выходят за границы диапазона частот СС с ППРЧ, то производится перевыбор основных помех и их количества. Это производится до тех пор, пока максимальное число интермодуляционных помех будет попадать в частотный диапазон СС с ППРЧ.

На четвертом этапе рассчитывается мощность интермодуляционных помех на основании соотношения (2).

$$P_{\text{ик}} = P_i - \alpha(F_i - F_0) + P_j - \alpha(F_j - F_0) + K_{21}, \quad (2)$$

где P_i- мощность *i*-ой помехи на входе приёмника;

F_i- частота помехи P_i;

P_j- мощность помехи j-ой на входе приёмника;

F_j- частота помехи P_j;

F_0- центральная частота приёма;

K_{21}= 0 – коэффициент ослабления;

$\alpha = \{\alpha_1, \dots, \alpha_N\}$ – уровни. Например: α_1 = -3 дБ, α_N = -60 дБ;

На пятом этапе производится анализ возможности подавления СС с ППРЧ путем расчёта вероятности битовой ошибки. Если вероятность битовой ошибки больше требуемой, то система РЭП начинает производить подавление СС с ППРЧ, если меньше – то алгоритм производит следующий цикл расчёта.

4. Заключение

Таким образом в статье описан алгоритм РЭП СС с ППРЧ. На основе данного алгоритма система РЭП может гарантированно обеспечить высокую вероятность битовой ошибки на входе приемника СС с ППРЧ и тем самым нарушить прием дискретных сообщений. При этом данный алгоритм позволяет рассчитать эффективные с точки зрения энергетических затрат помеховые сигналы.

Литература

1. Джуринский К.Б. Интермодуляция в радиочастотных соединителях для мобильной и сотовой связи // Компоненты и технологии. 2010. № 6. С. 26–30.
2. Будяк В.С., Сидоров Д.В., Клименко Т.Б. Электромагнитная обстановка автоматизированных модульных узлов радиосвязи // Омский научный вестник. 2014. № 1 (127). С. 201–205.
3. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. М.: РадиоСофт, 2008. 512 с.
4. Диксон Р.К. Широкополосные системы. М.: Связь, 1979. 304 с.

References

1. Dzhurinsky K.B. Intermodulation in Radio Frequency Connectors for Mobile and Cellular Communications // Components and Technologies. 2010. No. 6. P. 26–30.
2. Budyak V.S., Sidorov D.V., Klimenko T.B. Electromagnetic Environment of Automated Modular Radio Communication Units // Omsk Scientific Bulletin. 2014. No. 1 (127). P. 201–205.
3. Borisov V.I., Zinchuk V.M., Limarev A.E. Interference Immunity of Radio Communication Systems with Spread Spectrum Signals Using the Method of Pseudorandom Frequency Hopping. Moscow: RadioSoft, 2008. 512 p.
4. Dixon R.K. Spread Spectrum Systems. Moscow: Svyaz, 1979. 304 p.

МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭКРАНИРОВАНИЯ РАЗЛИЧНЫХ МАТЕРИАЛОВ

В.В. Глотов[1], Н.Д. Майков[1], И.А. Сафонов[1,2]

[1]ВГТУ, Воронеж, Россия

[2]АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Разработка инновационных материалов для электромагнитного экранирования и исследование их экранирующих характеристик являются актуальной задачей. Такие материалы, предназначенные для современных систем защиты радиоэлектронных средств, демонстрируют высокие механические показатели при малом весе, что позволяет им в ряде областей выступать в качестве перспективной альтернативы металлам. Однако измерение эффективности экранирования этих материалов сопряжено со значительными трудностями, обусловленными сложностью их состава и геометрическими параметрами образцов. В работе рассматриваются различные методы экранирующих свойств в широком частотном диапазоне, с особым акцентом на методах в свободном пространстве. Дополнительно анализируется определение коэффициентов отражения и поглощения, что имеет критическое значение для электромагнитных поглотителей.

Ключевые слова: радиоэлектронные средства; эффективность экранирования; электрическое поле; магнитное поле; коэффициент отражения.

METHODS FOR MEASURING THE EFFECTIVENESS OF SHIELDING VARIOUS MATERIALS

V.V. Glotov[1], N.D. Maikov[1], I.A. Safonov[1,2]

[1]VSTU, Voronezh, Russia
[2]JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract. The development of innovative materials for electromagnetic shielding and the study of their shielding characteristics are relevant tasks. Such materials, designed for modern systems of protection of radio-electronic means, demonstrate high mechanical performance with low weight, which allows them to act as a promising alternative to metals in a number of areas. However, the measurement of the shielding efficiency of these materials is associated with significant difficulties due to the complexity of their composition and the geometric parameters of the samples. The work considers various methods of shielding properties in a wide frequency range, with a special emphasis on methods in free space. In addition, the determination of reflection and absorption coefficients is analyzed, which is critical for electromagnetic absorbers.

Keywords: radio-electronic device; shielding efficiency; electric field; magnetic field; reflection coefficient.

1. Введение

Эффективность экранирования, описывает характеристики экрана и определяется следующим образом:

$$SE_P = 10\log_{10}\frac{P_1}{P_2} \quad (1)$$

где P_1-плотность падающей мощности, P_2 – плотность передаваемой мощности.

В этом соотношении представлены две плотности мощности, измеренные до и после установки экрана.

Также выражения для функции эффективности экранирования электрического поля и магнитного поля имеют следующий вид:

$$SE_E = 20\log_{10}\frac{E_{R,0}}{E_{R,S}} \tag{2}$$

$$SE_H = 20\log_{10}\frac{H_{R,0}}{H_{R,S}} \tag{3}$$

где $E_{R,0}$ и $H_{R,0}$ – среднеквадратичное значение напряженности электрического поля, соответственно, магнитного поля, принимаемого без экрана; $E_{R,S}$ и $H_{R,S}$ – среднеквадратичное значение напряженности электрического поля, соответственно, магнитного поля, принимаемого в той же точке, когда экран расположен между передающей антенной и приемной антенной [1].

В условиях дальней зоны или в случае плоской волны, эффективность экранирования одинакова:

$$SE_E = SE_H \tag{4}$$

Как правило, экранирование достигается как за счет потерь на отражение, так и за счет потерь на поглощение. Знание и контроль каждого типа потерь, отражения и поглощения, необходимы при изучении электромагнитных поглотителей и при проектировании их применения (например, свойства невидимости).

Основные средства измерения эффективности экранирования образца материала: метод коаксиального держателя, метод временной области, с помощью технических средств (ТЕМ-камеры, реверберационной камеры и безэховой камеры).

Что касается мест проведения измерений, то измерения экранирующих свойств материалов могут проводиться на испытательных площадках или в свободном пространстве.

2. Измерения на контролируемых испытательных площадках

Основным методом измерения в контролируемой среде является метод коаксиального держателя. Этот метод использует держатель линии передачи и векторный анализатор цепей, как показано на рис. 1. Образец материала помещается и фиксируется в фланцевом круглом держателе коаксиальной линии передачи. Измеряя S-параметры, можно определить вклад поглощения и отражения в общую эффективность экранирования. Как правило, максимальная рабочая частота составляет около 2 ГГц. Увеличение максимальной рабочей частоты определяет уменьшение размеров фланцевой коаксиальной линии и, конечно же, размеров образца.

Трудность этого метода измерения возникает из-за подготовки образца. Таким образом, размеры образца должны быть малыми, особенно для измерений на более высоких частотах, и необходимо учитывать влияние контактного сопротивления между образцом и коаксиальным держателем.

Другим ограничением измерений на контролируемых испытательных площадках являются трудности с определением угловой отражательной способности.

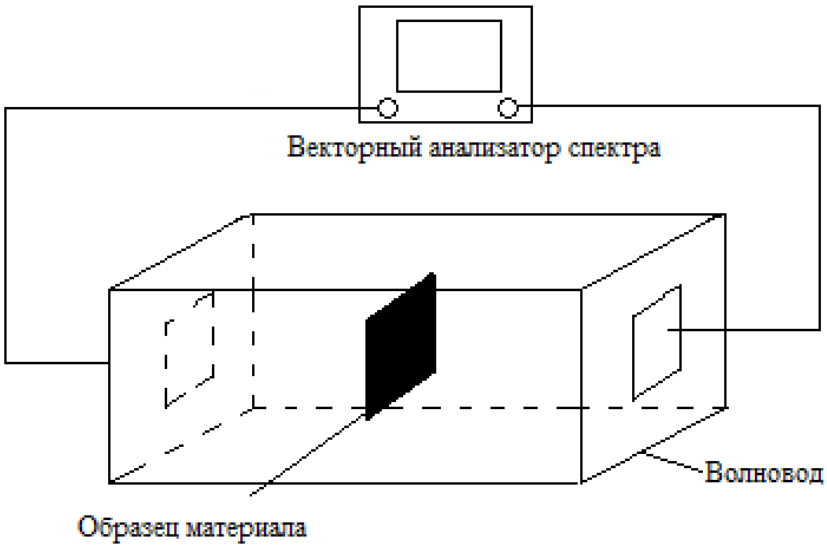


Рис. 1. Измерение на контролируемых испытательных площадках: метод коаксиального держателя

3. Методы измерения в свободном пространстве в частотной области

Метод, позволяющий проводить измерения в широком диапазоне частот с верхним пределом частоты около десятков ГГц - это метод измерения в свободном пространстве. Кроме того, этот метод позволяет измерять эффективность экранирования для образцов большого размера. Таким образом, этот бесконтактный электрический метод подходит для широкого класса экранирования, и становятся возможными измерения на месте [2].

На рис. 2 показан метод измерения пропускания.

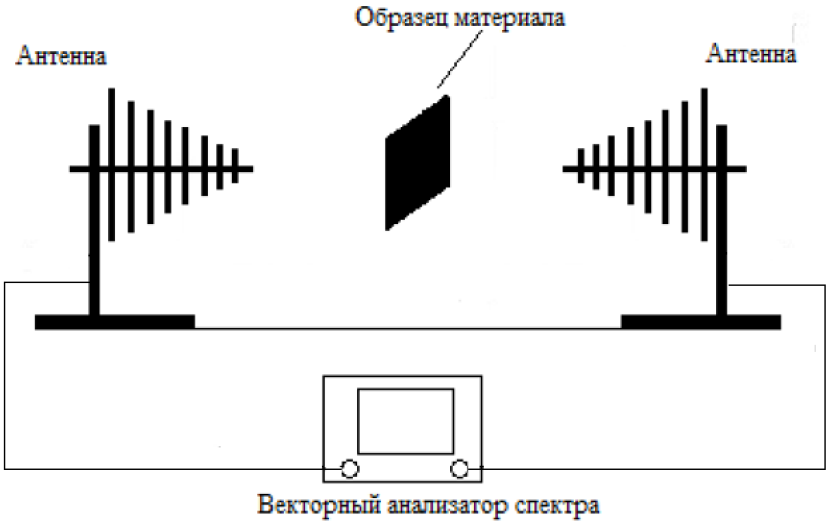


Рис. 2. Метод измерения пропускания в свободном пространстве.

Определив поле, принимаемое антенной в двух ситуациях: без и соответственно с образцом, мы можем получить эффективность экранирования для каждой частоты, используя (2), и возможно построить частотную характеристику эффективности экранирования.

На рис. 3 показан метод измерения отражения.

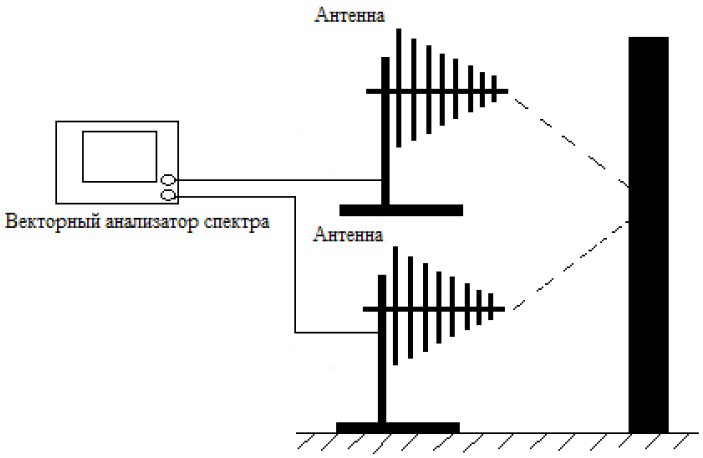


Рис. 3. Метод измерения отражения в свободном пространстве

Коэффициент отражения (RC) равен:

$$RC = 20\log_{10}\frac{E^r}{E^i} \tag{5}$$

где E_r – электрическое поле, отраженное образцом/панелью, а E_i – падающее электрическое поле.

Показатель отражательной способности образца также определяется коэффициентом обратного рассеяния (BC), который выражен следующим образом:

$$BC = 20\log_{10}\frac{E_S}{E_{MP}} \tag{6}$$

где E_S – электрическое поле, принимаемое антенной в случае образца (поле рассеивается тестируемым материалом), а E_{MP} — электрическое поле, принимаемое антенной в случае металлической пластины, расположенной в том же месте, что и образец (поле рассеивается эталонной структурой) [3].

Схема измерительной установки, показанная на рис. 3, позволяет, благодаря соответствующей ориентации системы, передающей и приемной антенн, получить желаемый угол падения и угловую отражательную способность образца. Для измерения отражения при нормальном падении волны можно использовать одну антенну вместе с широкополосным направленным ответвителем высокой направленности.

Основные трудности методов измерения в свободном пространстве связаны с контролем электромагнитной среды, заключающимся в отделении желаемого электрического поля от возмущающих полей.

4. Методы измерения в свободном пространстве во временной области

Метод во временной области позволяет измерять эффективность экранирования в широком диапазоне частот и сокращает время измерения. По сравнению с методами измерения в свободном пространстве с использованием непрерывной волны, метод во временной области позволяет отделить желаемый сигнал от нежелательных отражений в лабораторных условиях, используя разницу во времени их прихода на приемную антенну [4].

На рис. 4 показано измерение эффективности экранирования методом во временной области.

Эффективность экранирования материалов от импульсного электромагнитного поля может быть рассчитана с помощью выражения того же типа, что и (2):

$$SE_E = 20\log_{10}\frac{E^*_{R,0}}{E^*_{R,S}} \quad (7)$$

Где $E_{R,0}^*$ и $E_{R,S}^*$ - пиковые значения импульсных электрических полей, отображаемых на осциллографе, до и после размещения экранирующего образца между передающей и приемной антеннами соответственно.

Поскольку эффективность экранирования материалов зависит от частоты различна, в зависимости от частотной составляющей поля, формы этих двух импульсов, без и с экраном, могут быть разными.

Записанные данные, а именно импульсные электрические поля, захваченные осциллографом, могут быть преобразованы из временной области в частотную область с помощью алгоритмов Быстрого преобразования Фурье; после этого мы можем получить эффективность экранирования для каждой частотной составляющей (2) и построить частотную характеристику эффективности экранирования. В этом режиме можно сравнить результаты метода временной области с результатами метода частотной области [5].

В случае метода временной области динамический диапазон составляет около 50-60 дБ, что значительно меньше, чем значения, полученные с помощью метода частотной области для измерения эффективности экранирования (около 100 дБ).

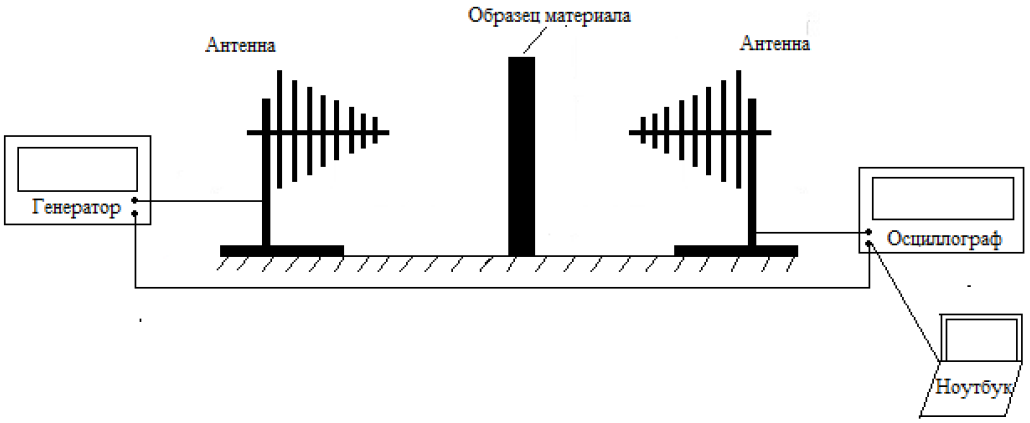


Рис. 4. Метод измерения во временной области

Разместив приемную антенну перед образцом, как показано на рис. 3, можно определить отражательные свойства материала.

5. Заключение

В данной работе рассмотрены основные методы измерения эффективности экранирования материалов, предназначенных для защиты от электромагнитного излучения. Проведённый анализ охватывает как измерения на контролируемых испытательных площадках, так и методы в свободном пространстве, реализуемые в частотной и временной областях.

Метод коаксиального держателя, относящийся к классу контролируемых сред, обеспечивает высокую точность и автоматизацию измерений параметров отражения и пропускания в ограниченном частотном диапазоне (до 2 ГГц). Методы измерения в свободном пространстве в частотной области лишены этих недостатков и позволяют исследовать свойства материалов в широком диапазоне частот на крупногабаритных образцах. Ключевым преимуществом данных методов является возможность измерения

как коэффициента пропускания, так и угловой зависимости отражения и обратного рассеяния. Методы во временной области представляют собой эффективный инструмент для экспресс-анализа экранирующих свойств. Использование временного стробирования позволяет селективно выделять полезный сигнал на фоне помех, что упрощает проведение измерений в обычных лабораторных условиях.

Таким образом, выбор конкретного метода измерения формируется на задачах исследования, требуемым частотным диапазоном, размерами и типом исследуемого материала, а также необходимой точностью определения вкладов поглощения и отражения в общую эффективность экранирования.

Литература

1. Седельников Ю. Е., Веденькин Д. А. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. – Москва, Издательство Юрайт, 2024. 318 с.
2. Ромащенко М.А., Коновалов Р.Г., Воробьев М.Е. Основные этапы методики обеспечения электромагнитной совместимости для подвижных объектов связи // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2023. Т. 19. № 1. С. 62 – 68.
3. Ромащенко М.А., Васильченко Д.В., Пухов Д.А. Методика автоматизированной оценки устойчивости электронных средств к электромагнитным помехам // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2023. Т. 18. № 3. С. 95 – 99.
4. Баранников И.А., Пастернак Ю.Г., Пендюрин В.А., Федоров С.М. Алгоритмы аппроксимации электромагнитного поля и синтеза диаграмм направленности антенных решеток: Электромагнитные волны и электронные системы. 2024. Т. 29. № 1. С. 56 – 74.
5. Ромащенко М.А., Чураков П.П. Моделирование ближнего электромагнитного поля конструкций электронных систем с использованием численных методов // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2012. Т. 8. № 3. С. 109 – 112.

References

1. Sedelnikov Yu. E., Vedenkin D. A. Electromagnetic compatibility of electronic devices. – Moscow, Yurait Publishing House, 2024. 318 p.
2. Romashchenko M.A., Konovalov R.G., Vorobyov M.E. The main stages of the electromagnetic compatibility methodology for mobile communication facilities // Bulletin of the Voronezh State Technical University. 2023. Vol. 19. No. 1. pp. 62-68.
3. Romashchenko M.A., Vasilchenko D.V., Pukhov D.A. Methodology of automated assessment of electronic means resistance to electromagnetic interference // Bulletin of the Voronezh State Technical University. 2023. Vol. 18. No. 3. pp. 95-99.
4. Barannikov I.A., Pasternak Yu.G., Pendyurin V.A., Fedorov S.M. Algorithms for electromagnetic field approximation and synthesis of antenna array patterns: Electromagnetic waves and electronic systems. 2024. Vol. 29. No. 1. pp. 56-74.
5. Romashchenko M.A., Churakov P.P. Modeling of the near electromagnetic field of electronic system structures using numerical methods // Bulletin of the Voronezh State Technical University, 2012. Vol. 8. No. 3. pp. 109-111.

ВЛИЯНИЕ УГЛОВОГО РАССОГЛАСОВАНИЯ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПОДАВЛЕНИЯ АШП АВТОКОМПЕНСАТОРОМ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ С АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ

В.В. Насонов[1], Е.С. Фитасов[2]

[1]Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны имени Маршала Советского Союза Л.А. Говорова, Ярославль, Российская Федерация
[2]ФГАОУ ВО «Национальный исследовательский Нижегородский университет имени Н.И. Лобачевского», Нижний Новгород, Российская Федерация

Аннотация. В работе исследуется влияние углового рассогласования, возникающего при сканировании диаграммы направленности антенны основного канала, на эффективность подавления активных шумовых помех автокомпенсатором. Показано, что изменение углового положения луча относительно источника помехи приводит к рассогласованию между текущим сигналом и фиксированным компенсирующим сигналом, сформированным в период адаптации. Получены аналитические выражения для коэффициента подавления, учитывающие как амплитудные, так и фазовые изменения принимаемого сигнала. Выведено условие усиления помехи, определяющее область параметров, при которых автокомпенсатор утрачивает способность к подавлению и начинает усиливать помеху. Проведен анализ различных режимов работы в зависимости от величины разности фаз между текущим и расчетным значениями диаграммы направленности. Выявлены три наиболее предельных случая: противофазное сложение с преобладанием компенсирующего сигнала, квадратурное сложение и синфазное сложение, приводящее к максимальному усилению. Полученные результаты позволяют уточнить границы применимости адаптивных компенсаторов в радиотехнических системах с быстрым сканированием.

Ключевые слова: автокомпенсатор, активная шумовая помеха, угловое рассогласование, эффективность подавления, коэффициент подавления, диаграмма направленности, фазовые искажения.

INFLUENCE OF ANGULAR MISALIGNMENT ON THE EFFICIENCY OF ACP SUPPRESSION BY AN AUTOCOMPENSATOR IN RADIO ENGINEERING SYSTEMS WITH ANTENNA ARRAYS

V.V. Nasonov[1], E.S Fitasov[2]

[1]Yaroslavl Higher Military Institute of Air Defense named after Marshal of the Soviet Union L.A. Govorov, Yaroslavl, Russian Federation
[2]Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education National Research University of Nizhny Novgorod named after N.I. Lobachevsky, Nizhny Novgorod, Russian Federation

Abstract. This paper examines the influence of angular misalignment arising during scanning of the main channel antenna pattern on the efficiency of suppression of active noise interference by an automatic canceller. It is shown that changing the angular position of the beam relative to the interference source leads to a misalignment between the current signal and a fixed compensating signal generated during the adaptation period. Analytical expressions for the suppression coefficient are obtained, taking into account both amplitude and phase changes of the received signal. An interference amplification condition is derived, defining the range of parameters for which the automatic canceller loses its suppression ability and begins to amplify

the interference. Various operating modes are analyzed depending on the magnitude of the phase difference between the current and calculated values of the radiation pattern. Three most extreme cases have been identified: antiphase summation with dominance of the compensating signal, quadrature summation, and in-phase summation leading to maximum gain. The obtained results allow us to refine the applicability limits of adaptive cancellers in fast-scanning radio systems.

Keywords: autocanceller, active noise interference, angular misalignment, cancellation efficiency, cancellation ratio, radiation pattern, phase distortion.

1. Введение

Адаптивные автокомпенсаторы (АКП) активных шумовых помех (АШП) являются неотъемлемой частью современных радиотехнических систем (РТС). Принцип их действия основан на формировании компенсирующего сигнала во вспомогательных каналах, который при сложении с сигналом основного канала обеспечивает подавление помеховой составляющей [1]. Однако в реальных условиях эксплуатации РТС часто имеет место сканирование диаграммы направленности антенны (ДНА) основного канала за время приема информации, что приводит к изменению углового положения луча относительно источника помехи. Поскольку весовые коэффициенты АКП рассчитываются в период адаптации для фиксированного угла прихода помехи, при отклонении возникает рассогласование, которое может существенно снижать эффективность подавления [2,3].

Целью настоящей работы является анализ влияния углового рассогласования на коэффициент подавления АКП с учетом как амплитудных, так и фазовых изменений принимаемого сигнала, обусловленных поворотом ДНА основного канала.

2. Постановка задачи и математическая модель

Рассмотрим АКП, содержащий один основной канал с ДНА $F_{\text{ОК}}(\theta)$ и M компенсационных каналов с ДНА имеющих провал в направлении главного лепестка. АШП создается одним источником, находящимся в направлении $\theta_{\text{АШП}}$, и представляет собой случайный стационарный комплексный гауссовский процесс с мощностью σ_P^2. Будем считать, что мощность помех в каналах одинаковая. Комплексная огибающая помехи обозначается как $\mathrm{s}(t)$. Учитывая стационарность процессов на интервале адаптации, далее временной аргумент t для кратности опускается.

Оптимальный весовой вектор, минимизирующий мощность помехи на выходе, рассчитывается для угла $\theta_{\text{АШП}}$. В рабочем режиме, вследствие сканирования, реальный угол прихода помехи становится равным θ. Рассматривается случай мощной помехи ($\sigma_P^2 \gg \sigma_{\text{ш}}^2$), когда влиянием собственных шумов $\sigma_{\text{ш}}^2$ можно пренебречь. Как было показано в [4], при мощной помехе $\sigma_P^2 \gg \sigma_{\text{ш}}^2$ компенсирующий сигнал, формируемый компенсационными каналами, остаётся фиксированным и равен:

$$\mathbf{W}_{\text{опт}}^{\text{H}}\mathbf{X}(\theta_{\text{АШП}}) = -\mathrm{s}\cdot F_{\text{ОК}}(\theta_{\text{АШП}}), \tag{1}$$

где $\mathbf{W}_{\text{опт}} = -\mathbf{M}^{-1}\cdot\mathbf{R}$ – уравнение Винера-Хопфа [1,2];
$\mathbf{X}(\theta_{\text{АШП}})$ – помеха на входе компенсационных каналов.
Выходной процесс АКП определяется выражением:

$$y(\theta) = s\cdot[F_{\text{ОК}}(\theta) - F_{\text{ОК}}(\theta_{\text{АШП}})]. \tag{2}$$

3. Анализ коэффициента подавления АКП

Представим комплексные коэффициенты ДНА в показательной форме:

$$F_{\text{ОК}}(\theta) = f(\theta) \cdot e^{j\varphi(\theta)}, F_{\text{ОК}}(\theta_{\text{АШП}}) = f(\theta_{\text{АШП}}) \cdot e^{j\varphi(\theta_{\text{АШП}})}. \quad (3)$$

Мощность помехи на выходе АКП составляет:

$$P_{\text{вых}}(\theta) = \sigma_P^2[f(\theta)^2 + f(\theta_{\text{АШП}})^2 - 2 \cdot f(\theta) \cdot f(\theta_{\text{АШП}}) \cdot \cos(\Delta\varphi(\theta))], \quad (4)$$

где $\Delta\varphi(\theta) = \varphi(\theta) - \varphi(\theta_{\text{АШП}})$ – разность фаз между текущим и расчетным значениями ДНА.

Коэффициент подавления определяется отношением входной мощности к выходной:

$$K_{\text{под}}(\theta) = \frac{P_{\text{вх}}(\theta)}{P_{\text{вых}}(\theta)}. \quad (5)$$

Из (3) и (4) следует, что эффективность подавления зависит не только от соотношения амплитуд $f(\theta)$ и $f(\theta_{\text{АШП}})$, но и от разности фаз $\Delta\varphi(\theta)$.

4. Анализ фазовых соотношений и условие усиления помехи

Компенсирующий сигнал, формируемый АКП, имеет фазу:

$$arg[-F_{\text{ОК}}(\theta_{\text{АШП}})] = arg[-1] + arg[F_{\text{ОК}}(\theta_{\text{АШП}})] = \pi + \varphi(\theta_{\text{АШП}}). \quad (6)$$

При наличии рассогласования фаза текущего сигнала $\varphi(\theta)$ изменяется. Наибольший интерес представляет случай, когда выходная мощность превышает входную, т.е. $P_{\text{вых}}(\theta) > P_{\text{вх}}(\theta)$. Из неравенства $P_{\text{вых}}(\theta) > P_{\text{вх}}(\theta)$ после преобразований получаем условие усиления помехи:

$$\cos\big(\Delta\varphi(\theta)\big) < \frac{f(\theta_{\text{АШП}})}{2 \cdot f(\theta)}. \quad (7)$$

Неравенство (7) определяет область угловых рассогласований и фазовых сдвигов, при которых АКП не только перестает подавлять помеху, но и начинает ее усиливать.

5. Варианты работы АКП

Рассмотрим характерные варианты работы АКП при сильном рассогласовании ($\theta \neq \theta_{\text{АШП}}$), определяемые значением разности фаз $\Delta\varphi(\theta)$.

Случай 1. Противофазное сложение с преобладающим компенсирующим сигналом ($\Delta\varphi(\theta) = 0, f(\theta) < f(\theta_{\text{АШП}})/2$).

При $\Delta\varphi(\theta) = 0$ фазы ДНА равны. Однако, как следует из (5), компенсирующий сигнал имеет сдвиг π, поэтому векторы текущего и компенсирующего сигналов находятся в противофазе. Выходная мощность:

$$P_{\text{вых}}(\theta) = \sigma_P^2 \cdot \big(f(\theta) - f(\theta_{\text{АШП}})\big)^2. \quad (8)$$

Условие усиления $f(\theta_{\text{АШП}}) > 2f(\theta)$ обеспечивает превышение модуля разности $|f(\theta) - f(\theta_{\text{АШП}})|$ над исходной амплитудой. Возникает эффект «перекомпенсации»:

мощный компенсирующий сигнал, сформированный для угла $\theta_{\text{АШП}}$, преобладает над маломощным текущим сигналом.

Случай 2. Квадратурное (ортогональное) сложение ($\Delta\varphi(\theta) = \pi/2$, $\cos(\Delta\varphi(\theta)) = 0$).

При $\Delta\varphi(\theta) = \pi/2$ фазы текущего и компенсирующего сигналов сдвинуты на $\pi/2$ (ортогональны). Выходная мощность:

$$P_{\text{вых}}(\theta) = \sigma_P^2 \cdot (f(\theta)^2 + f(\theta_{\text{АШП}})^2). \quad (9)$$

Усиление гарантировано при любых амплитудных соотношениях, так как $f(\theta)^2 + f(\theta_{\text{АШП}})^2 > f(\theta)^2$. Сигналы складываются геометрически, подобно катетам прямоугольного треугольника.

Случай 3. Синфазное сложение ($\Delta\varphi(\theta) = \pi$, $\cos(\Delta\varphi(\theta)) = -1$).

При $\Delta\varphi(\theta) = \pi$ фазы текущего сигнала ($\varphi(\theta_{\text{АШП}}) + \pi$) и компенсирующего сигнала $(\pi + \varphi(\theta_{\text{АШП}}))$совпадают. Выходная мощность:

$$P_{\text{вых}}(\theta) = \sigma_P^2 \cdot \left(f(\theta) + f(\theta_{\text{АШП}})\right)^2. \quad (10)$$

Это наиболее опасный случай. Происходит арифметическое сложение амплитуд, и чем слабее текущий сигнал, тем значительнее эффект усиления. Отношение мощностей составляет:

$$\frac{P_{\text{вых}}(\theta)}{P_{\text{вх}}(\theta)} = \frac{\left(f(\theta)+f(\theta_{\text{АШП}})\right)^2}{f(\theta)^2} = \left(1 + \frac{f(\theta_{\text{АШП}})}{f(\theta)}\right)^2. \quad (11)$$

6. АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Рассматривается линейная эквидистантная антенная решётка из $N = 5$ изотропных излучателей с межэлементным расстоянием $d = 0.5\lambda$. Один источник помехи с нормированной мощностью $\sigma_P^2 = 1$ находится в дальней зоне под углом $\theta_{\text{АШП}} = 36^\circ$, что соответствует максимуму первого бокового лепестка диаграммы направленности основного канала. Значение комплексной ДНА основного канала в этом направлении принято равным $F_{\text{ОК}}(\theta_{\text{АШП}}) = 0.24$ (по амплитуде). Полагается, что адаптация весовых коэффициентов выполнена именно при этом угле, а в рабочем режиме угол прихода помехи может изменяться.

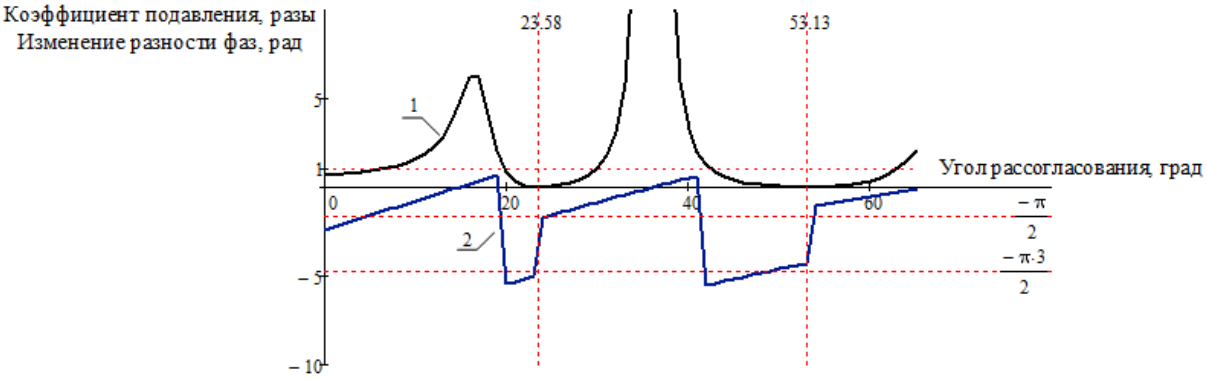


Рис. 1 Зависимости коэффициента подавления и разности фаз от угла рассогласования

График зависимости коэффициента подавления от угла рассогласования на рисунке 1 имеет разрыв в $\theta = \theta_{\text{АШП}}$. При $\theta_{\text{АШП}} = 36^{\circ}$ знаменатель в выражении (5) обращается в ноль, следовательно $K'_{\text{под}}(\theta) \to \infty$ (теоретически бесконечное подавление). Очевидно, что в реальных условиях из-за наличия собственных шумов приемников, технологических погрешностей и погрешностей адаптации подавление будет иметь конечное значение.

Анализ результатов моделирования показал, что в случае сильного рассогласования $K'_{\text{под}}(\theta) < 1$ при противофазном сложении ($\Delta\varphi(\theta) = \pi$) (рисунок 1 кривая 2) режим гарантированного усиления АШП возникает при любом соотношении амплитуд между первым 23.58° и вторым 53.13° нулями ДНА, а также после 53.13° и до 63°. В этих диапазонах углов выходная мощность помехи всегда превышает входную (см. рисунок 1 кривая 1) т.е. АКП усиливает помеху.

При $\Delta\varphi(\theta) = \pi/2$ (квадратурное сложение) в значениях около первого $\theta = 23^{\circ} - 24^{\circ}$ и второго $\theta = 53^{\circ} - 54^{\circ}$ нулей ДНА фаза меняется скачком (см. рисунок 1 кривая 2). В этих нулях $K'_{\text{под}}(\theta) < 1$ (усиление), так как выходная мощность помехи равна сумме квадратов амплитуд и всегда больше входной $P_{\text{вых}}(\theta) = \sigma_P^2[f(\theta)^2 + f(36^{\circ})^2] > P_{\text{вх}}(\theta)$.

В случае синфазного сложения ($\Delta\varphi(\theta) = 0$) (см. рисунок 1 кривая 2) это значение наблюдается в главном лепестке ДНА $\theta = 0^{\circ} - 15^{\circ}, 19^{\circ}$, в направлении АШП $\theta_{\text{АШП}} = 36^{\circ}$ и на некоторых значениях $42^{\circ}, 63^{\circ}$. Усиление $K'_{\text{под}}(\theta) < 1$ наступает только при $f(\theta) < f(36^{\circ})/2$ в области главного лепестка ДНА ($\theta = 0^{\circ} - 5^{\circ}$) и до второго нуля ДНА и за ним ($\theta = 42^{\circ} - 63^{\circ}$). Подавление $K'_{\text{под}}(\theta) > 1$ осуществляется в области главного лепестка с $\theta = 6^{\circ}$ и до первого нуля ДНА когда $f(\theta) > f(36^{\circ})/2$, а также при небольшом рассогласовании $\theta_{\text{АШП}} = 36^{\circ} \pm 5^{\circ}$ (см. рисунок 1 кривая 1). Максимальное подавление АШП достигается при значении $\theta_{\text{АШП}} = 36^{\circ}$, что соответствует эффективности работы АКП.

При условии равенства мощностей $P_{\text{вых}}(\theta) = P_{\text{вх}}(\theta)$ коэффициент подавления соответствует $K'_{\text{под}}(\theta) = 1$ (см. рисунок 1 кривая 1). Этому значению соответствуют величины $\theta = 5^{\circ}, 20^{\circ}, 29^{\circ}, 43^{\circ}, 53{,}13^{\circ}, 62^{\circ}$ и в них выполняется равенство $\cos\big(\Delta\varphi(\theta)\big) = f(36^{\circ})/2 \cdot f(\theta)$.

7. Заключение

В работе проведен теоретический анализ влияния углового рассогласования на эффективность подавления АШП автокомпенсатором. Получены следующие основные результаты:

1. Выведено аналитическое выражение для коэффициента подавления, учитывающее как амплитудные, так и фазовые изменения принимаемого сигнала.

2. Получено условие усиления помехи $\cos\big(\Delta\varphi(\theta)\big) < \frac{f(\theta_{\text{АШП}})}{2 \cdot f(\theta)}$, определяющее область параметров, при которых АКП начинает усиливать помеху.

3. Выявлены три предельных случая: противофазное сложение с преобладанием компенсирующего сигнала ($\Delta\varphi(\theta) = 0$ (при $f(\theta) < f(\theta_{\text{АШП}})/2$)), квадратурное сложение ($\Delta\varphi(\theta) = \pi/2$) и синфазное сложение ($\Delta\varphi(\theta) = \pi$). Последний случай представляет максимальную опасность, так как приводит к арифметическому сложению амплитуд.

4. Полученные результаты имеют практическое значение для проектирования РТС с быстрым сканированием ДНА, разработки адаптивных алгоритмов компенсации, учитывающих нестационарный характер помех, а также при проектировании антенных систем с улучшенными фазовыми характеристиками.

Литература

1. Ширман Я.Д., Багдасарян С.Т., Маляренко А.С., Леховицкий Д.И. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник. Под ред. Я.Д. Ширмана. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.
2. Фитасов Е.С., Кудряшова О.Е., Леговцова Е.В., Насонов В.В. Когерентность активных шумовых помех в радиолокационных системах с антенными решётками. // Известия высших учебных заведений. Радиофизика, 2022, Т. 65, № 2. – С. 159-168.
3. Фитасов Е. С., Насонов В. В., Гусева Ю. С., Козлов С. А. К вопросу оценки эффективности работы автокомпенсатора активных шумовых помех при пространственном перемещении помехопостановщика. // Радиотехнические и телекоммуникационные системы, 2019, № 2(34). – С. 21-29.
4. Хансен Роберт С. Фазированные антенные решетки / Хансен Р.С.; Синани А.И. (пер. с англ., ред.). — [2-е изд.]. — М.: Техносфера, 2012. — 558, [1] с.: ил., табл. — (Мир радиоэлектроники). — Пер. изд.: Phased array antennas / Hansen R.C. — 2d. ed. [New York] : Wiley, cop. 2009.

References

1. Shirman Ya.D., Bagdasaryan S.T., Malyarenko A.S., Lekhovitsky D.I. Radio-electronic systems: fundamentals of construction and theory. Handbook. Ed. by Ya.D. Shirman. 2nd ed., revised and supplemented. Moscow: Radiotekhnika, 2007. – 512 p.
2. Fitasov E.S., Kudryashova O.E., Legovtsova E.V., Nasonov V.V. Coherence of active noise jamming in radar systems with antenna arrays. // Radiophysics and Quantum Electronics, 2022, Vol. 65, No. 2. – Pp. 159-168.
3. Fitasov E. S., Nasonov V. V., Guseva Yu. S., Kozlov S. A. On the issue of assessing the efficiency of an automatic compensator for active noise interference during spatial movement of the jammer. // Radiotechnical and Telecommunication Systems, 2019, No. 2 (34). - P. 21-29.
4. Hansen, Robert S. Phased Array Antennas / Hansen, R.S.; Sinani, A.I. (translated from English, ed.). — [2nd ed.]. — Moscow: Tekhnosfera, 2012. — 558, [1] p.: ill., table. — (The World of Radio Electronics). — Trans. ed.: Phased array antennas / Hansen R.C. — 2d. ed. [New York] : Wiley, cop. 2009.

АНАЛИЗ ТОЧНОСТИ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ КВАДРАТИЧНО-ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ АВТОКОРРЕЛЯЦИОННЫМИ СПОСОБАМИ

В. П. Лихачев, Д. Д. Транг

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

Аннотация. В работе рассмотрена последовательная и параллельная автокорреляционная обработка квадратично-частотно-модулированных сигналов, выполнен сравнительный анализ точности определения их параметров модуляции и ширины спектра при различном отношении сигнал/шум на входе приемника.

Ключевые слова: Квадратичная частотная модуляция, автокорреляционный приемник, точность оценки параметров модуляции и ширины спектра.

ANALYSIS OF THE ACCUURACY OF ESTIMATING THE PARAMETERS OF QUADRATIC FREQUENCY-MODULATED SIGNALS BY AUTOCORRELATION METHODS

V. P. Likhachev, D. D. Trung

Affiliation Military Educational and Scientific Center of the Air Force “Air Force Academy named after Professor N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin” (Voronezh) of the Ministry of Defense of the Russian Federation, Voronezh, Russia

Abstract. The paper considers sequential and parallel autocorrelation processing of quadratic frequency-modulated signals and performs a comparative analysis of the accuracy of determining their modulation parameters and spectral width at various signal-to-noise ratios at the receiver input.

Keywords: quadratic frequency modulation, autocorrelation receiver, accuracy of estimating modulation parameters and spectral width

1. Введение

В современных воздушных и космических радиолокационных станциях с синтезированием апертуры антенны (РСА) применяются широкополосные (до 1200 МГц) сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), которые обеспечивают высокую детальность получаемых радиолокационных изображений [1-4]. Уменьшение габаритов антенн РСА на малых космических аппаратах и применение малогабаритных РСА на воздушных носителях с большой путевой скоростью приводит к увеличению частоты повторения зондирующих ЛЧМ-импульсов и, как следствие, к уменьшению их длительности при сохранении большой ширины спектра. В связи с этим, требуется применять сигналы с квадратичной частотной модуляцией. Для приема сложных широкополосных сигналов в средствах радиотехнического мониторинга (РТМ) и радиоэлектронной борьбы (РЭБ) применяют широкополосные, в том числе, и автокорреляционные приемники (АКП) [5-8]. Квадратично-частотная модуляция сигналов приводит к ошибкам оценки их параметров (коэффициентов линейной и квадратичной модуляции, и ширины спектра) средствами РТМ, а в задачах определения текущего местоположения РСА радиотехническими методами - к ошибкам в определении

линий местоположения [9-10]. Обработка квадратично-частотно-модулированных сигналов, как правило, ранее не рассматривалась [11-14].

В связи с этим целью настоящего доклада является анализ точности определения коэффициентов линейной и квадратичной частотной модуляции сигналов, и ширины их спектра автокорреляционными способами.

Принятый сигнал представим в виде:

$$S(t) = A(t)cos\left(2\pi\left(f_0 t + \frac{\mu}{2}t^2 + \frac{\nu}{3}t^3 + f_Д t + \varphi_0\right)\right) + \eta(t), \quad (1)$$

где $A(t)$ — огибающая сигнала, определяющая его длительность $\tau_и$; f_0 — частота несущей, μ — коэффициент линейной частотной модуляции, ν — коэффициент квадратичной частотной модуляции, $f_Д$ — частота Доплера, обусловленая движением носителя РСА, φ_0 – начальная фаза, $\eta(t)$ – гауссов шум.

Рассмотрим два способа автокорреляционной обработки сигналов (1).

2. Последовательный способ

Первый рассматриваемый способ подразумевает две последовательные автокорреляционные процедуры с сигналом (1), при которых путем его задержки на время τ_1 и τ_2, $\tau_1 \geq \frac{1}{\Delta F_{вч}}$, где $\Delta F_{вч}$ - полоса пропускания входного высокочастотного полосового фильтра, $\tau_2 > 1/\Delta F_{ФНЧ1}$, где $\Delta F_{ФНЧ1}$ – полоса пропускания фильтра низких частот на выходе первого канала, получают соответственно задержанные копии сигналов $S(t-\tau_1)$ и $S_1(t-\tau_2)$.

После перемножения сигнала (1) с задержанной копией $S(t-\tau_1)$, выделяют низкочастотную составляющую $S_1(t)$, и по ее амплитудно-частотному спектру получают оценку первой разностной частоты, которая определяется как

$$f_{p1}(t) = \mu\tau_1 + 2\nu t\tau_1 - \nu\tau_1^2. \quad (2)$$

После детектирования сигнала на первой разностной частоте (2), оценки его длительности $\tau_{и1}$ и учета времени τ_1, рассчитывается значение длительности принятого сигнала:

$$\tau_и = \tau_{и1} + 2\tau_1. \quad (3)$$

После перемножения сигнала $S_1(t)$ с задержанной копией $S_1(t-\tau_2)$, выделяют низкочастотную составляющую $S_2(t)$, и по максимуму ее амплитудно-частотного спектра получают оценку второй разностной частоты, которая определяется как

$$f_{p2} = 4\nu\tau_2\tau_1, \quad (4)$$

откуда коэффициент квадратичной частотной модуляции:

$$\nu = \frac{f_{p2}}{4\tau_1\tau_2}. \quad (5)$$

При $t = \tau_и$ получаем

$$f_{p1} = \mu\tau_1 + 2\nu\tau_1\tau_и - \nu\tau_1^2. \quad (6)$$

и вычисляем коэффициент линейной частотной модуляции:

$$\mu = \frac{f_{p1}}{\tau_1} - \frac{1}{2}\frac{f_{p2}\tau_и}{\tau_1\tau_2} + \frac{f_{p2}}{4\tau_2}. \quad (7)$$

После определения коэффициентов μ и ν вычисляется ширина спектра сигнала:

$$\Delta f_c = \mu\tau_и + \nu{\tau_и}^2. \quad (8)$$

3. Параллельный способ

Второй рассматриваемый способ подразумевает две параллельные автокорреляционные процедуры с сигналом (1), при которых, путем его задержки на время τ_1 и τ_3 ($\tau_1 \neq \tau_3$), получают соответственно задержанные копии сигналов $S(t-\tau_1)$ и $S(t-\tau_3)$.

Если в первом канале оценка первой разностной частоты определяется так же, как (2) и (6), то во втором канале после перемножения сигнала (1) с его задержанной копией $S(t-\tau_3)$, выделяют низкочастотную составляющую $S_3(t)$, и по ее амплитудно-частотному спектру получают оценку второй разностной частоты, которая определяется как

$$f_{p2}(t) = \mu\tau_3 + 2\nu t\tau_3 - \nu\tau_3^2. \quad (9)$$

При $t = \tau_и$

$$f_{p2} = \mu\tau_3 + 2\nu\tau_3\tau_и - \nu\tau_3^2, \quad (10)$$

а коэффициенты квадратичной и линейной частотной модуляции сигнала определяются на основе системы уравнений (1) и (10) как

$$\nu = \frac{\tau_1 f_{p2} - \tau_3 f_{p1}}{\tau_1\tau_3(\tau_{з1} - \tau_3)} \quad (11)$$

и

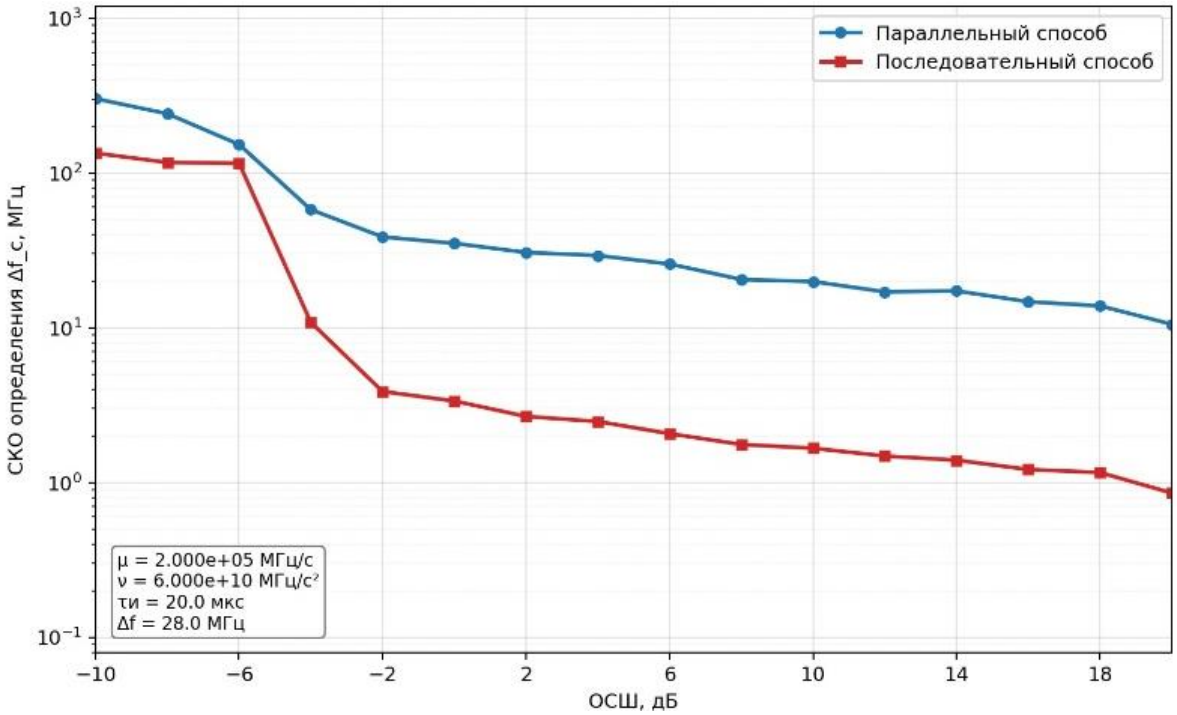
$$\mu = \frac{f_{p2}\tau_1(\tau_1 - 2\tau_и) - f_{p1}\tau_3(\tau_3 - 2\tau_и)}{\tau_1\tau_3(\tau_1 - \tau_3)}. \quad (12)$$

После определения длительности импульса (3) и коэффициентов (11) и (12) по выражению (7) вычисляется ширина спектра сигнала.

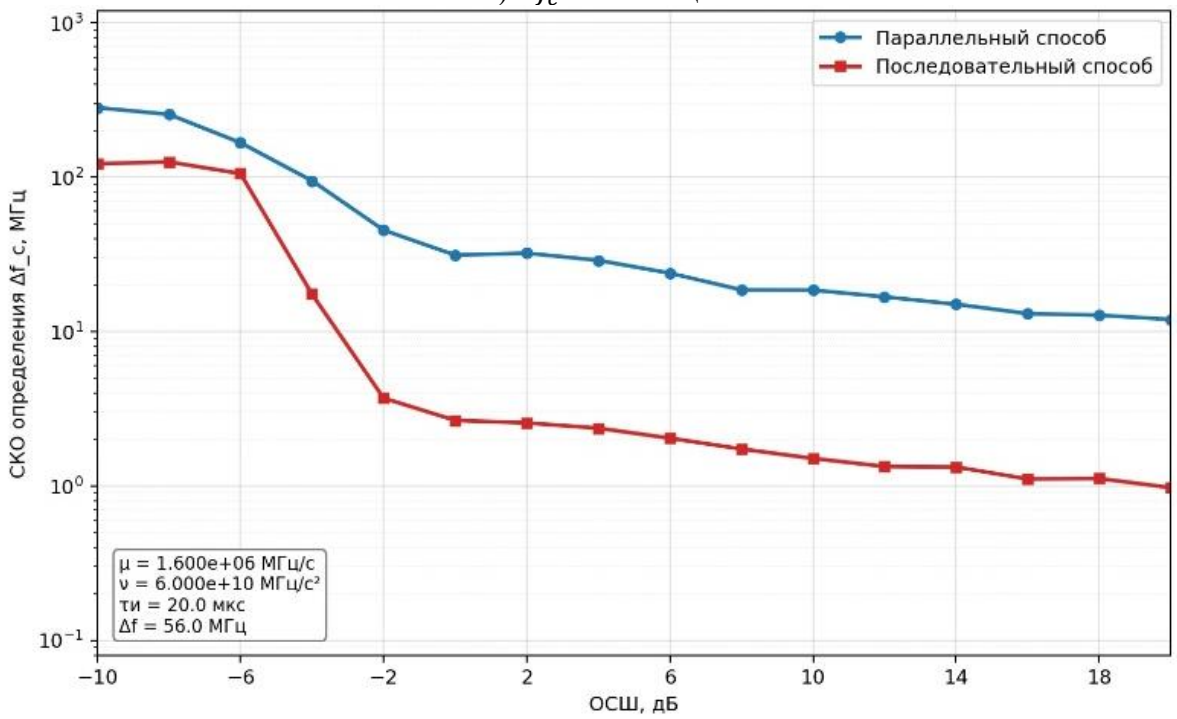
4. Сравнение точности рассматриваемых способов

Путем имитационного моделирования исследованы зависимости среднего квадратичного отклонения (СКО) оценок коэффициентов μ и ν, и ширины спектра Δf_c квадратично-частотно-модулированного сигнала (1) от отношения сигнал/шум (ОСШ). при различных условиях наблюдения. В качестве исходных данных формировались цифровые записи одиночных сигналов (1) со следующими параметрами: для полученных зависимостей (рис. 1,а и 2,а) $\tau_и$ = 20мкс, Δf_c = 28МГц (при этом μ = 0,2 МГц/мкс, ν = 0,06 МГц/ мкс^2); для полученных зависимостей (рис. 1,б и 2,б) $\tau_и$ = 20мкс, Δf_c = 56МГц (при этом μ = 1,6 МГц/мкс, ν = 0,06 МГц/мкс^2). Отношение сигнал/шум на входе приемника задавалось в диапазоне от -10дБ до 20дБ. Также варьировались времена задержки: $\tau_1 = \tau_2$ = 2 мкс, τ_3 = 4мкс (рис. 1) и $\tau_1 = \tau_2$ = 0,25мкс, τ_3 = 0,75мкс (рис. 2). Длительность выборки при всех вариантах составляла 100 мкс.

В соответствии с описанной выше последовательностью преобразования сигналов производилась обработка цифровых записей. Общее число реализаций при фиксированном значении дисперсии шума $\eta(t)$ составляло N =100. По N реализациям рассчитывалось СКО μ и ν, с использованием которых вычислялось СКО Δf_c (считалось, что погрешностями оценки длительности импульса можно пренебречь). Особенности зависимостей СКО оценок коэффициентов μ и ν от ОСШ совпадают с особенностями зависимостей, представленных на рис. 1 и 2.

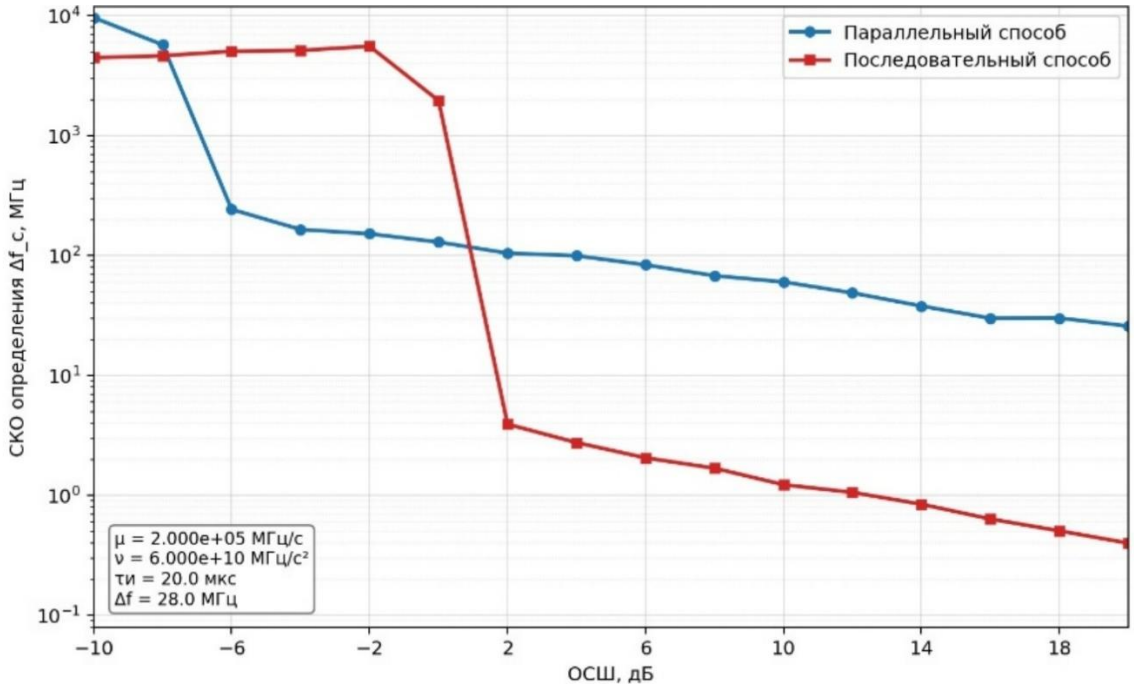


а) Δf_c = 28 МГц

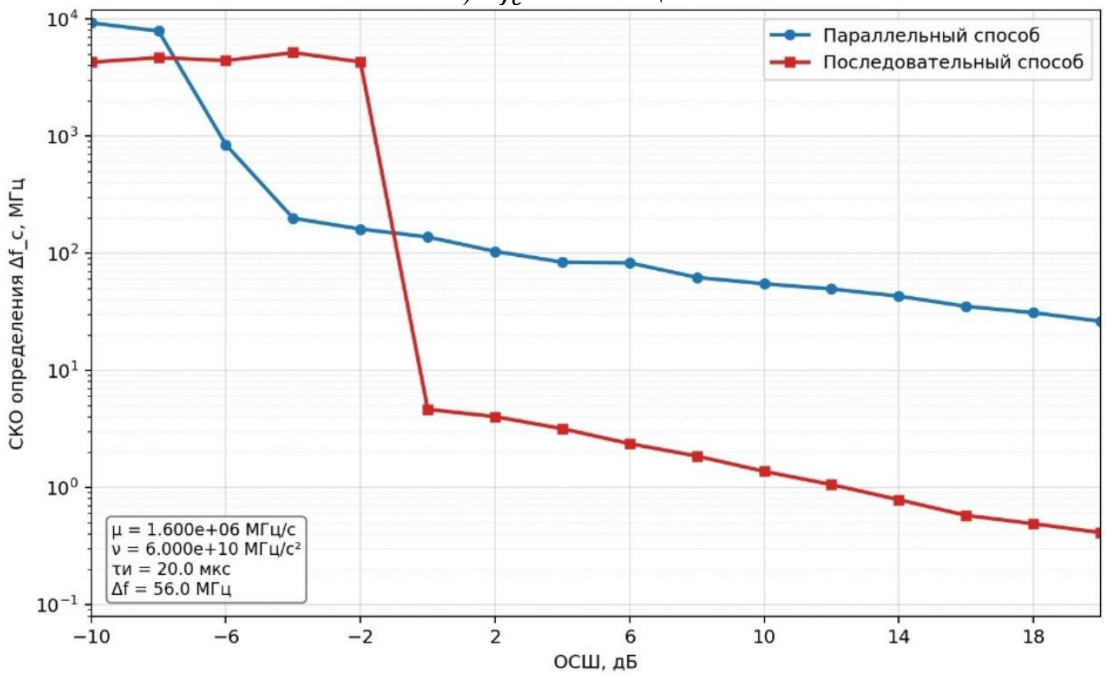


б) Δf_c = 56 МГц

Рис. 1. Зависимость СКО оценки Δf_c от ОСШ при: $\tau_1 = \tau_2 = 2$ мкс, $\tau_3 = 4$мкс



а) Δf_c = 28 МГц



б) Δf_c = 56 МГц

Рис. 2. Зависимость СКО оценки Δf_c от ОСШ при $\tau_1 = \tau_2$ = 0,25мкс, τ_3 = 0,75мкс

Результаты имитационного моделирования показали, что параллельный способ автокорреляционной обработки сигналов (1), не только значительно проигрывает в точности оценки ширины его спектра, но даже при высоком ОСШ выдает аномальные ошибки, сравнимые с заданным значением ширины спектра сигнала. Причиной некорректной работы параллельного способа является использование в обоих каналах процедуры оценки разностной частоты по его амплитудно-частотному спектру (по

центру спектра), который фактически соответствует спектру линейно-частотно-модулированного сигнала.

Последовательный метод демонстрирует точность оценки Δf_c лучше, чем 2 МГц, при отношениях сигнал/шум не менее, чем 6 дБ. При этом алгоритм начинает выдавать аномальные ошибки уже при ОСШ менее, чем 1 дБ. Используя большее значение времен задержки τ_1 и τ_2, т.е. фактически увеличивая абсолютные значения разностных частот, граница возникновения аномальных ошибок смещается к ОСШ = -3дБ.

5. Заключение

Автокорреляционная обработка частотно-модулированных сигналов достаточно просто реализуется и требует минимум априорной информации. Рассмотренные способы имеют большие возможности по сравнению с однократной автокорреляционной обработкой [5-7], т.к. позволяют оценивать параметры линейно- и/или квадратично-частотно-модулированных сигналов.

Для вариантов последовательной и параллельной автокорреляционной обработки квадратично-частотно-модулированных сигналов установлены границы отношения сигнал/шум, обеспечивающие приемлемые точности оценок коэффициентов линейной и квадратичной частотной модуляции сигналов, а также ширины их спектра.

Установлено, что в рассмотренном виде параллельный способ имеет систематические ошибки, которые можно устранить, используя другие процедуры оценки разностных частот.

Полученные результаты целесообразно применять в средствах радиотехнического мониторинга и радиоэлектронной борьбы, а также при разработке алгоритмов оценки параметров широкополосных линейно- и квадратично-частотно-модулированных радиолокационных сигналов современных воздушных и космических РЛС.

Литература

1. Лихачев В.П., Унковский А.В., Фурсов С.В. Состояние и перспективы применения малых космических аппаратов видовой радиолокационной разведки в космических силах ВС США. Военная мысль. 2022. № 10. С. 126-141.
2. Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П. Космическая радиолокационная съемка земной поверхности в условиях помех: монография. Воронеж: Научная книга. 2014. 460 с.
3. Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Краткий опыт создания и первые результаты практической съемки поверхности малогабаритной РЛС с синтезированием апертуры антенны с борта мультикоптера // Журнал радиоэлектроники. 2019. № 4. [Эл. журнал]. URL: http://jre.cplire.ru/jre/apr19/12/text.pdf.
4. Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Малогабаритные многофункциональные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением. М.: Радиотехника. 2020. 280 с.
5. Лихачев В.П., Семенов В.В. Способ определения параметров ЛЧМ сигналов. Патент на изобретение RU 2578041 C1, 20.03.2016. Заявка № 2014150151/07 от 10.12.2014.
6. Лихачев В.П., Веселков А.А., Борисов О.А., Власенкова А.А. Способ обработки линейно-частотно-модулированных сигналов многоканальным автокорреляционным приемником. Патент на изобретение RU 2698579 C1, 28.08.2019. Заявка № 2018128235 от 31.07.2018.
7. Лихачев В.П., Веселков А.А., Нгуен Ч.Н. Характеристики обнаружения линейно-частотно-модулированных, фазо-кодо-манипулированных и простых радиоимпульсов в автокорреляционном приемнике. Радиотехника. 2018. № 8. С. 71-76.

8. Подстригаев А.С., Смоляков А.В., Лихачев В.П. Программно-определяемые средства широкополосного анализа сигналов на основе технологии субдискретизации. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2021. 184 с.
9. Likhachev V.P., Podstrigaev A.S., Nguyen T.N., Davydov V.V., Myazin N.S. Study of the Accuracy of Determining the Location of Radio Emission Sources with Complex Signals when Using Autocorrelation and Matrix Receivers in Broadband Tools for Analyzing the Electronic Environment. Lecture Notes in Computer Science. 2020. Т. 12525 LNCS. С. 326-333.
10. Лихачев В.П., Нгуен Х.Ф. Определение координат источника радиоизлучения линейно-частотно-модулированных сигналов однопозиционным разностно-дальномерным способом. Успехи современной радиоэлектроники. 2022. Т. 76. № 1. С. 59-68.
11. Лихачев В.П., Веселков А.А., Нгуен Ч.Н. Способ анализа сложных сигналов в автокорреляционном приемнике. Патент на изобретение RU 2726937 C2, 17.07.2020. Заявка № 2018136406 от 15.10.2018.
12. Нгуен Ч.Н., Лихачев В.П., Веселков А.А. Способ определения видов радиолокационных сигналов в автокорреляционном приемнике. Патент на изобретение RU 2716017 C1, 05.03.2020. Заявка № 2019126538 от 21.08.2019.
13. Лихачев В.П., Нгуен Ч.Н., Веселков А.А. Способ определения параметров частотно-кодированных сигналов в автокорреляционном приемнике. Патент на изобретение RU 2726221 C1, 10.07.2020. Заявка № 2019120636 от 01.07.2019.
14. Nhan N.T., Podstrigaev A.S., Likhachev V.P., Veselkov A.A., Davydov V.V., Myazin N.S., Makeev S.S. Study of Detection Characteristics in Recognition of Simple Radio Pulses and Signals with LFM and PSK in the Autocorrelation Receiver. Lecture Notes in Computer Science. 2020. Т. 12525 LNCS. С. 415-423.

REFERENCES

1. Likhachev V.P., Unkovsky A.V., Fursov S.V. State and prospects for the use of small spacecraft for imaging radar reconnaissance in the U.S. Space Forces. Voennaya Mysl'. 2022. No. 10. P. 126-141.
2. Kupryashkin I.F., Likhachev V.P. Spaceborne radar imaging of the Earth's surface under jamming conditions: monograph. Voronezh: Nauchnaya Kniga Publ. 2014. 460 p.
3. Kupryashkin I.F., Likhachev V.P., Ryazantsev L.B. Brief experience in the development and first results of practical surface imaging using a small-sized synthetic aperture radar mounted on a multicopter. Journal of Radio Electronics. 2019. 4. [Electronic journal].
4. Kupryashkin I.F., Likhachev V.P., Ryazantsev L.B. Small-sized multifunctional radars with continuous frequency-modulated emission. Moscow: Radiotekhnika Publ. 2020. 280 p.
5. Likhachev V.P., Semenov V.V. Method for determining the parameters of LFM signals. Patent for invention RU 2578041 C1, 20.03.2016. Application No. 2014150151/07 dated 10.12.2014.
6. Likhachev V.P., Veselkov A.A., Borisov O.A., Vlasenkova A.A. Method for processing linear frequency-modulated signals by a multichannel autocorrelation receiver. Patent for invention RU 2698579 C1, 28.08.2019. Application No. 2018128235 dated 31.07.2018.
7. Likhachev V.P., Veselkov A.A., Nguyen Ch.N. Detection characteristics of linear frequency-modulated, phase-coded, and simple radio pulses in an autocorrelation receiver. Radiotekhnika. 2018. No. 8. P. 71-76.
8. Podstrigaev A.S., Smolyakov A.V., Likhachev V.P. Software-defined tools for broadband signal analysis based on sub-sampling technology. Saint Petersburg: SPbSETU "LETI" Publ. 2021. 184 p.

9. Likhachev V.P., Podstrigaev A.S., Nguyen T.N., Davydov V.V., Myazin N.S. Study of the Accuracy of Determining the Location of Radio Emission Sources with Complex Signals when Using Autocorrelation and Matrix Receivers in Broadband Tools for Analyzing the Electronic Environment. Lecture Notes in Computer Science. 2020. Vol. 12525 LNCS. P. 326-333.
10. Likhachev V.P., Nguyen H.F. Determining the coordinates of a radio-emission source of linear frequency-modulated signals by a single-position difference-rangefinding method. Uspekhi Sovremennoi Radioelektroniki. 2022. Vol. 76. No. 1. P. 59-68.
11. Likhachev V.P., Veselkov A.A., Nguyen Ch.N. Method for analyzing complex signals in an autocorrelation receiver. Patent for invention RU 2726937 C2, 17.07.2020. Application No. 2018136406 dated 15.10.2018.
12. Nguyen Ch.N., Likhachev V.P., Veselkov A.A. Method for determining the types of radar signals in an autocorrelation receiver. Patent for invention RU 2716017 C1, 05.03.2020. Application No. 2019126538 dated 21.08.2019.
13. Likhachev V.P., Nguyen Ch.N., Veselkov A.A. Method for determining the parameters of frequency-coded signals in an autocorrelation receiver. Patent for invention RU 2726221 C1, 10.07.2020. Application No. 2019120636 dated 01.07.2019.
14. Nhan N.T., Podstrigaev A.S., Likhachev V.P., Veselkov A.A., Davydov V.V., Myazin N.S., Makeev S.S. Study of Detection Characteristics in Recognition of Simple Radio Pulses and Signals with LFM and PSK in the Autocorrelation Receiver. Lecture Notes in Computer Science. 2020. Vol. 12525 LNCS. P. 415-423.

СПОСОБЫ РЕЖЕКЦИИ ПОМЕХОВОГО СИГНАЛА В МНОГОКАНАЛЬНОМ ПРИЕМНИКЕ С СУБДИСКРЕТИЗАЦИЕЙ

Д. А. Калинин, А. С. Подстригаев

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина) (СПбГЭТУ «ЛЭТИ»), Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. Рассмотрены классические способы режекции помехового сигнала в многоканальном приемнике с субдискретизацией: применение аппаратной фильтрации и программное бланкирование. Приведено описание нового способа программной режекции путем формирования провалов амплитудно-частотной характеристики. Дана сравнительная характеристика способов. Предложены рекомендации по их использованию.

Ключевые слова: Широкополосный анализ, широкополосный приемник, субдискретизация, радиомониторинг, режекция сигналов, СВЧ-фильтр, бланкирование, провал АЧХ.

METHODS OF INTERFERENCE SIGNAL REJECTION IN SUB-NYQUIST MULTICHANEL RECEIVER

D. A. Kalinin, A. S. Podstrigaev

Saint Petersburg Electrotechnical University (ETU “LETI”) , Saint Petersburg, Russia

Abstract. Classical methods of interference rejection in a multichannel receiver with Sub-Nyquist sampling are considered: the use of analog microwave filters and software blanking. A description is provided of a new software rejection method through forming notches in the frequency response. A comparative analysis of the methods is provided. Recommendations for their use are offered.

Keywords: Wideband analysis, wideband receiver, Sub-Nyquist sampling, RF spectrum management, signal rejection, microwave filter, blanking, frequency response notch.

1. Введение

Для обнаружения и локализации источников радиоизлучения, контроля использования радиочастотного спектра, а также для диагностики работоспособности радиосистем применяются комплексы радиомониторинга [1–4].

Для минимизации вероятности пропуска сигналов приемники комплексов радиомониторинга должны обладать широкой мгновенной полосой частот, а также возможностью обработки наложенных во времени импульсов [5–7].

Одной из схем построения приёмника, отвечающего этим требованиям, является схема многоканального приёмника с субдискретизацией (МПСД) [8, 9]. Помимо перечисленных качеств, МПСД допускает гибкую модернизацию за счёт изменения программного обеспечения. Однако, из-за исключения частотного сканирования в МПСД в широкую мгновенную полосу частот совместно с полезными сигналами неизбежно попадают помеховые.

На практике, для обеспечения помехозащиты применяется аппаратная фильтрация и программное бланкирование выделенных участков диапазона рабочих частот (ДРЧ) [10, 11]. Также, способом режекции помеховых сигналов в МПСД является программная режекция с использованием провалов амплитудно-частотной характеристики приемника [12].

Для определения предпочтительных условий применения вышеописанных способов режекции помеховых сигналов в МПСД необходимо провести их сравнительный анализ.

2. Способы режекции помехового сигнала

а. Аппаратная фильтрация

Использование аналоговых СВЧ-фильтров является традиционным способом режекции помех в радиоприемных устройствах. Данный способ основан на формировании требуемой амплитудно-частотной характеристики в аналоговой части приемного тракта, что позволяет подавлять помеховые сигналы еще до их поступления на последующие каскады обработки. В диапазоне СВЧ используются различные виды реализации таких фильтров, такие как фильтры на микрополосковых линиях, LTCC-фильтры, волноводные конструкции.

б. Бланкирование частотных диапазонов

Бланкирование является одним из способов подавления помех в цифровых приемниках, основанным на исключении из обработки отдельных спектральных компонент (бинов) сигнала. Программный модуль, выполняющий бланкирование (рис. 1 BLANK) должен располагаться после модулей получения спектра сигнала (FFT, CORDIC) и перед модулем обнаружения (THR_DETECT)

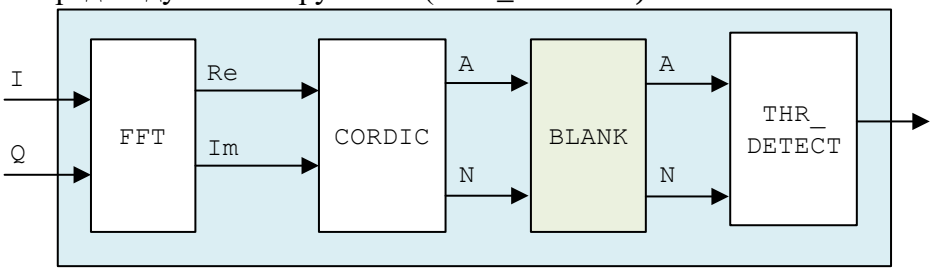


Рис. 1. Типовое расположение модуля бланкирования в тракте ЦОС

В условиях наличия узкополосных помех их энергия концентрируется в ограниченном числе спектральных бинов. Если такие бины идентифицированы как содержащие помеховую составляющую, они принудительно исключаются из последующей обработки. Исключение бинов из обработки производится посредством массива коэффициентов бланкирования. Данный массив представляет собой набор нулей и единиц, указывающих на то, какие бины тракта цифровой обработки сигналов (ЦОС) должны игнорироваться при работе алгоритма, а какие – нет. Коэффициенты бланкирования могут однократно записываться в постоянное запоминающее устройство перед работой приемника и/или актуализироваться в процессе работы. Таким образом, бланкированные спектральные бины не участвуют при обнаружении, вычислении частотно-временных параметров сигнала и демодуляции.

в. Формирование провалов АЧХ приемника

Данный способ эксплуатирует одну из особенностей, возникающую при обработке сигнала в МПСД [13, 14]. В таком приемнике сигнал в первой зоне Найквиста каждого канала выделяют цифровым фильтром низких частот. Ввиду периодичности спектра дискретизированного сигнала это приводит к тому, что для каждой зоны Найквиста образуется свой полосно-пропускающий фильтр. Регулируя частоту дискретизации каналов, можно сориентировать смежную область соседних зон Найквиста на помеховой частоте, а изменяя величину крутизны скатов фильтров, – добиться нужного ослабления.

Способ поясняется иллюстрацией на рис. 2. На представленном рисунке в четырехканальном приемнике $\left(N_{\text{к}} = 4\right)$ решение об обнаружении сигнала принимается по совпадению спектральных составляющих в трех любых каналах из четырех $\left(N_{\text{обн}} = 3\right)$. Помеховый сигнал с частотой $F_{\text{пом}}$ попадает в провалы АЧХ первого и третьего каналов. Это исключает его обнаружение. При этом полезный сигнал с частотой $F_{\text{сиг}}$, несмотря на попадание в провал АЧХ второго канала, может быть восстановлен по спектральным составляющим в первом, третьем и четвертом каналах. Подробное описание способа и подход к конфигурированию параметров приемника для режекции помехового сигнала изложены в [12].

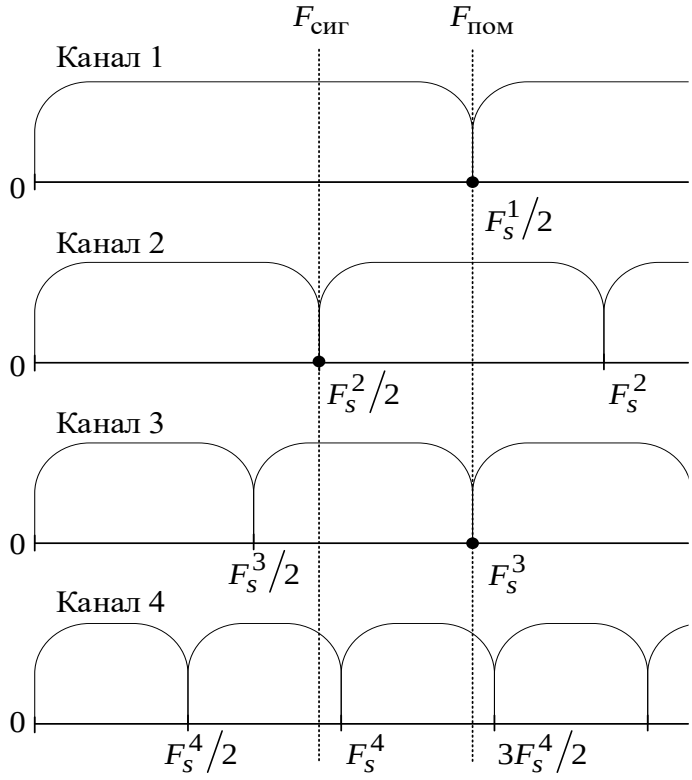


Рис. 2. Режекция помехового сигнала с частотой $F_{\text{пом}}$

3. Сравнение способов

Выделим показатели сравнения и проведем сравнительный анализ рассмотренных способов режекции.

Адаптация к сигнально-помеховой обстановке.

Способы бланкирования и формирования провалов АЧХ реализуются программно, что позволяет изменять параметры алгоритма режекции (бланкируемые бины, положение и ширину провала АЧХ) в зависимости от текущей сигнально-помеховой обстановки. При использовании аппаратной фильтрации данная возможность затрудняется в широкой полосе частот.

Возможность приема полезного сигнала в полосе режекции.

При использовании бланкирования участки спектра, в которых локализуется помеха, полностью исключаются из дальнейшей обработки. В результате полезный сигнал, попавший в эти диапазоны, также теряется. В способе формирования провалов АЧХ полезный сигнал, расположенный в области режекции, при его достаточной мощности поддается обнаружению. Аналогично, при применении аппаратной

фильтрации сигнал в полосе режекции ослабляется, но не исключается из обработки полностью.

Число формируемых паразитных полос режекции в ДРЧ.

Для сравнения вероятности пропуска сигнала будем считать, что частота входного сигнала распределена равномерно в пределах ДРЧ приемника. В соответствии с принципом действия МПСД бланкирование спектральных бинов в первой зоне Найквиста будет также приводить к бланкированию некоторых частот в ДРЧ [13]. Наложение бланкированных диапазонов в отдельных каналах приводит к повышению вероятности пропуска полезного сигнала. Формирование провалов АЧХ, обеспечивает точечное подавление в узкой полосе частот. Крутизна провалов при этом будет определяться порядком фильтра, который, в свою очередь, определяется доступными вычислительными ресурсами. Для режекторных СВЧ-фильтров в способе аппаратной фильтрации характерно наличие паразитной полосы режекции на гармониках основной рабочей частоты.

Портируемость.

Ввиду своей программной реализации способы бланкирования и формирования провалов АЧХ обеспечивают возможность применения в различных системах при минимальных изменениях. Параметры СВЧ-фильтров напротив, зависят от конкретной конструкции и диапазона частот, что существенно ограничивает их переносимость между различными системами.

Ширина полосы режекции.

При бланкировании разработчик не ограничен в выборе ширины полосы режекции. При формировании провалов АЧХ максимальная полоса помехового сигнала ограничена минимальной шириной зон Найквиста в дискретизирующих каналах [12]. При использовании СВЧ-фильтров невозможно реализовать произвольную ширину полосы режекции при фиксированной величине ослабления.

Увеличение МГХ приемника.

Алгоритмы бланкирования и формирования провалов АЧХ, в отличие от способа с использованием СВЧ-фильтров, не требуют установки дополнительных аппаратных узлов в СВЧ-тракте, поэтому не приводят к увеличению массогабаритных характеристик (МГХ) приемника.

Стоимость реализации.

Программные методы бланкирования и формирования провалов АЧХ дешевле в реализации, так как не требуют дополнительных аппаратных компонентов и могут использовать существующие вычислительные ресурсы приемника. Основные затраты связаны с разработкой и оптимизацией алгоритмов. Аппаратная фильтрация, напротив, предполагает изготовление специализированных СВЧ-фильтров, что увеличивает стоимость оборудования и монтажных работ.

Для удобства сравнения перечисленные особенности каждого способа сведены в табл. 1.

Таблица 1. Особенности способов режекции помехового сигнала

Показатель сравнения	Название способа		
	Бланкирование	Провалы АЧХ	Аппаратная фильтрация
1. Адаптация к сигнально-помеховой обстановке	Есть	Есть	Затрудняется в широкой полосе

Показатель сравнения	Название способа		
	Бланкирование	Провалы АЧХ	Аппаратная фильтрация
2. Возможность приема полезного сигнала в полосе режекции	Нет	Имеется при достаточной мощности сигнала	Имеется при достаточной мощности сигнала
3. Число формируемых паразитных полос режекции в ДРЧ	Средняя	Низкая	Средняя
4. Портируемость	Высокая	Высокая	Низкая
5. Ширина полосы режекции	Произвольная	Ограниченная	Ограниченная
6. Вычислительные ресурсы	Требуются	Требуются	Не требуются
7. Увеличение МГХ приемника	Не требуется	Не требуется	Требуется установка входных СВЧ-фильтров
8. Стоимость реализации	Низкая	Низкая	Средняя

4. Заключение

Анализ табл. 1 показал преимущество программных методов режекции над аппаратной фильтрацией по адаптивности, компактности и портируемости. Способ с формированием провалов АЧХ рекомендуется для случая режекции узкополосных помех. При дефиците вычислительных ресурсов предпочтительна аппаратная фильтрация. Бланкирование является компромиссным способом, однако при применении в МПСД приводит к росту вероятности пропуска полезного сигнала.

Литература

1. Верба В.С., Меркулов В.И., Миляков Д.А., Чернов В.С. Интегрированные многодатчиковые комплексы мониторинга окружающего пространства. // Журнал радиоэлектроники. 2015. № 4. – С. 14.

2. Kuptsov V., Badenko V., Ivanov S., Fedotov A. Method for remote determination of object coordinates in space based on exact analytical solution of hyperbolic equations. // Sensors. 2020. Vol. 20. № 19. – P. 5472.
3. Hubácek P., Veselý J. The digital electronic intelligence (ELINT) receiver. // Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering. 2007.
4. Tsui J.B.Y. Microwave receivers with electronic warfare applications. Norwood: Artech House, 2005. – 482 p.
5. Tsui J.B.Y., Cheng Chi-Hao. Digital techniques for wideband receivers. 3rd ed. New York: SciTech Publishing Inc., 2015.
6. Axell E., Leus G., Larsson E., Poor H. Spectrum Sensing for Cognitive Radio: State-of-the-Art and Recent Advances. // IEEE Signal Processing Magazine. 2012. No. 29 (3). - P. 101-116.
7. Reddy R., Sinha S. State-of-the-Art Review: Electronic Warfare Against Radar Systems. // IEEE Access. 2025. Vol. 13. – P. 57530-57567.
8. Rashidi M., Haghighi K., Owrang A., Viberg M. A wideband spectrum sensing method for cognitive radio using sub-Nyquist sampling. // 2011 Digital Signal Processing and Signal Processing Education Meeting (DSP/SPE). IEEE, 2011. – P. 30-35.
9. Кренев А.Н., Ботов В.А., Горюнцов И.С., Погребной Д.С., Топорков В.К. Способ расширения полосы частот оценки спектров сигналов. RU 2516763 C1, заяв. 15.10.2012, опубл. 20.05.2014.
10. Клименко Д.Н. Исследование СВЧ фильтров с широкими полосами заграждения на плавно-нерегулярных линиях передачи: дис. … канд. техн. наук. Новосибирск: Новосибирский государственный технический университет, 2012.
11. Бхушан Н., Кхандекар А., Паланки Р. Бланкирование беспроводного канала связи. RU 2469509 C2, заяв. 16.10.2008, опубл. 10.12.2012.
12. Подстригаев А.С., Калинин Д.А. Программно-определяемая режекция помеховых сигналов в многоканальном приемнике с субдискретизацией. // Радиотехника. 2025. Т. 89. № 9. – С. 54-62.
13. Подстригаев А.С. Классификация неоднозначности определения частоты в цифровом приемнике с субдискретизацией. // Радиотехника и электроника. 2022. Т. 67. № 4. – С. 369-376.
14. Подстригаев А.С., Смоляков А.В., Калинин Д.А. Аномальные ошибки определения несущей частоты сигнала в широкополосных приемниках средств радиомониторинга. Часть 1. Выражения для оценки вероятностей возникновения аномальных ошибок. // Успехи современной радиоэлектроники. 2023. Т. 77. № 5. - С. 20-34.

REFERENCES

1. Verba V.S., Merkulov V.I., Milyakov D.A., Chernov V.S. Integrated multi-sensor complexes for environmental monitoring. // Journal of Radioelectronics. 2015. No. 4. - P. 14.
2. Kuptsov V., Badenko V., Ivanov S., Fedotov A. Method for remote determination of object coordinates in space based on exact analytical solution of hyperbolic equations. // Sensors. 2020. Vol. 20. No. 19. - P. 5472.
3. Hubácek P., Veselý J. The digital electronic intelligence (ELINT) receiver. // Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering. 2007.
4. Tsui J.B.Y. Microwave receivers with electronic warfare applications. Norwood: Artech House, 2005. – 482 p.
5. Tsui J.B.Y., Cheng Chi-Hao. Digital techniques for wideband receivers. 3rd ed. New York: SciTech Publishing Inc., 2015.

6. Axell E., Leus G., Larsson E., Poor H. Spectrum Sensing for Cognitive Radio: State-of-the-Art and Recent Advances. // IEEE Signal Processing Magazine. 2012. No. 29 (3). - Pp. 101-116.
7. Reddy R., Sinha S. State-of-the-Art Review: Electronic Warfare Against Radar Systems. // IEEE Access. 2025. Vol. 13. - Pp. 57530-57567.
8. Rashidi M., Haghighi K., Owrang A., Viberg M. A wideband spectrum sensing method for cognitive radio using sub-Nyquist sampling. // 2011 Digital Signal Processing and Signal Processing Education Meeting (DSP/SPE). IEEE, 2011. - Pp. 30-35.
9. Krenev A.N., Botov V.A., Goryuntsev I.S., Pogrebnoy D.S., Toporkov V.K. Method for expanding the frequency band of signal spectrum estimation. RU 2516763 C1, stated. 15.10.2012, publ. 20.05.2014.
10. Klimenko D.N. Investigation of microwave filters with wide stopbands on smoothly irregular transmission lines: dis. ... cand. tech. sci. Novosibirsk: Novosibirsk State Technical University, 2012.
11. Bhushan N., Khandekar A., Palanki R. Wireless communication channel blanking. RU 2469509 C2, stated 16.10.2008, publ. 10.12.2012.
12. Podstrigaev A.S., Kalinin D.A. Software-defined interference signal rejection in a multichannel receiver with sub-Nyquist sampling. // Radiotekhnika. 2025. Vol. 89. No. 9. Pp. 54-62.
13. Podstrigaev A.S. Classification of frequency ambiguity determination in a digital receiver with sub-sampling. // Radiotekhnika i Elektronika. 2022. Vol. 67. No. 4. - Pp. 369-376.
14. Podstrigaev A.S., Smolyakov A.V., Kalinin D.A. Anomalous errors in determining the carrier frequency of a signal in wideband receivers of radio monitoring systems. Part 1. Expressions for estimating the probabilities of anomalous errors occurrence. // Advances in Modern Radioelectronics. 2023. Vol. 77. No. 5. - Pp. 20-34.

ЗАЩИТА СРЕДСТВ РАДИОСВЯЗИ УКВ-ДИАПАЗОНА ОТ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ

Д. В. Пильгуев[1], Д. С. Семенов[1], Д. А. Иванов[1], Е. А. Иванишин[1]

[1]Военный ордена Жукова университет радиоэлектроники, г. Череповец, Россия

Аннотация. В данной статье проведена комплексная разработка структуры защиты приемных трактов средств радиосвязи (СРС) в условиях воздействия электромагнитных импульсных воздействий большой мощности (ЭМИВБМ). На основе детального анализа схем прямого преобразования учтен критический фактор возникновения вторичных высокочастотных колебаний, способных поражать последующие каскады приемника. Авторами представлена архитектура многокаскадных цепей защиты, которая гарантирует постепенное ограничение паразитного импульса. Особое внимание уделено возможности динамического управления уровнями защиты для достижения требуемых стандартов избирательности и минимизации восприимчивости к блокированию.

Ключевые слова: электромагнитные излучения большой мощности, сверхширокополосные воздействия, радиоэлектронные средства, антенно-фидерные устройства, средства радиосвязи.

PROTECTION OF VHF RADIO COMMUNICATIONS FROM ELECTROMAGNETIC PULSES EFFECTS

D. V. Pilguev[1], D. S. Semenov[1], D. A. Ivanov[1], E. A. Ivanishin[1]

[1]Military Order of Zhukov University of Radio Electronics, Cherepovets, Russia

Abstract. In this article, a comprehensive development of the structure of protection of the receiving paths of radio communication facilities (RCS) under the influence of electromagnetic impulse effects of high power (EMIIBM) is carried out. Based on a detailed analysis of the direct conversion schemes, the critical factor of the occurrence of secondary high-frequency oscillations capable of affecting the subsequent stages of the receiver is taken into account. The authors present the architecture of multi-stage protection circuits, which guarantees the gradual limitation of the parasitic impulse. Special attention is paid to the possibility of dynamic control of the protection levels to achieve the required standards of selectivity and minimize susceptibility to blocking.

Keywords: high-power electromagnetic radiation, ultra-wideband effects, radioelectronic equipment, antenna-feeder devices, and radio communication equipment.

1. Введение

На сегодняшний день разработано значительное количество методов противодействия различным видам радиопомех, однако фундаментальная проблема аппаратной защиты современных средств радиосвязи (СРС) от импульсных воздействий высокой мощности всё ещё требует комплексного решения. Если снижение влияния стандартных индустриальных и взаимных помех успешно реализуется через разнос несущих частот, пространственное разнесение антенных комплексов, кодирование сигнала и экранирование, то защита от ЭМИВБМ требует совершенно иных схемотехнических подходов.

2. Основная часть

Естественные электромагнитные флуктуации, включая тепловые шумы радиоприемников и изменения параметров сигнала при переотражении радиоволн, присутствуют в эфире непрерывно. Современные радиоэлектронные средства (РЭС) изначально проектируются с учетом необходимости стабильного функционирования в условиях таких постоянно действующих шумовых факторов. Этому способствует внедрение методов оптимального приема , а также использование производительных микроконтроллеров и ЦСП, позволяющих реализовывать ресурсоемкие математические алгоритмы демодуляции для повышения общей помехозащищенности.

При этом архитектура СРС должна обеспечивать надежную защиту не только от высоковероятных естественных помех, но и от наиболее деструктивных преднамеренных энергетических воздействий. Внедрение избыточно сложных защитных систем ведет к неоправданному росту себестоимости аппаратуры. Практические рекомендации по повышению стойкости к ЭМИВБМ включают в себя использование специализированной элементной базы, декомпозицию оборудования на критичные программно-аппаратные узлы, их унификацию для горячей замены, а также грамотное пространственное размещение плат для максимального использования экранирующих свойств корпуса.

Современная схемотехника радиоприемных устройств массово переходит на архитектуру прямого преобразования (SDR).

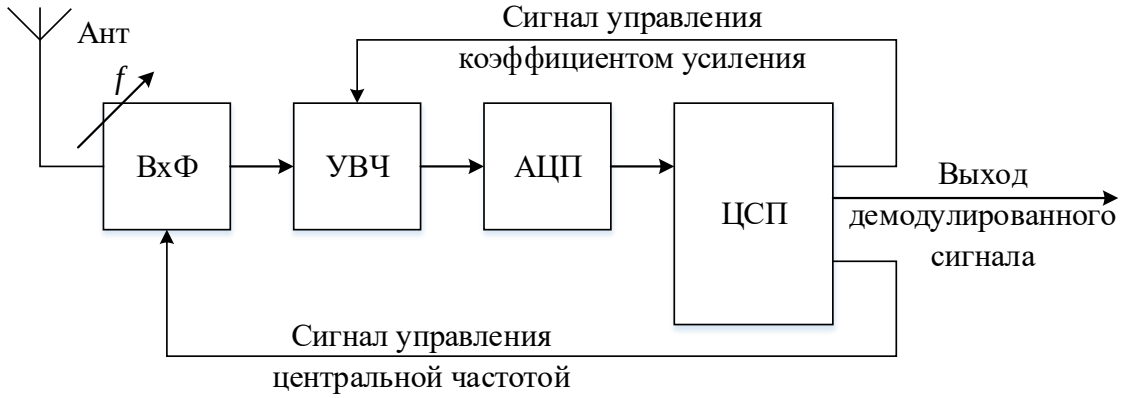


Рис. 1. Структурная схема приемного тракта по схеме прямого преобразования.

Согласно данной структурной схеме, полезный сигнал проходит через блок входных фильтров (ВхФ), обеспечивающий первичную селекцию по высокой частоте, после чего направляется на малошумящий усилитель высокой частоты (УВЧ). Усиленный аналоговый сигнал оцифровывается с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и подвергается дальнейшей обработке в цифровом сигнальном процессоре (ЦСП). ВхФ, как правило, состоят из системы связанных колебательных контуров, обеспечивающих ослабление сигнала за полосой пропускания до 30 дБ. Именно в этих фильтрах интегрируются базовые цепи ограничения для защиты от перегрузок. Проблема заключается в том, что интеграция ограничительных компонентов неизбежно провоцирует генерацию вторичных высокочастотных гармоник в момент удара ЭМИВБМ. Следовательно, архитектура защиты должна строиться с учетом того, что эти наведенные колебания будут воздействовать на последующие, более чувствительные каскады (УВЧ и АЦП). Для решения этой проблемы предлагается внедрение структуры многокаскадных цепей защиты. Данная структура реализует два ключевых принципа: постепенное (каскадное) гашение энергии импульса и возможность адаптивного управления уровнем защиты. Адаптивность особенно критична в современных условиях миниатюризации СРС и их плотного размещения на мобильных объектах (командно-штабных машинах, интегрированных корабельных мачтах), где электромагнитная обстановка крайне нестабильна.

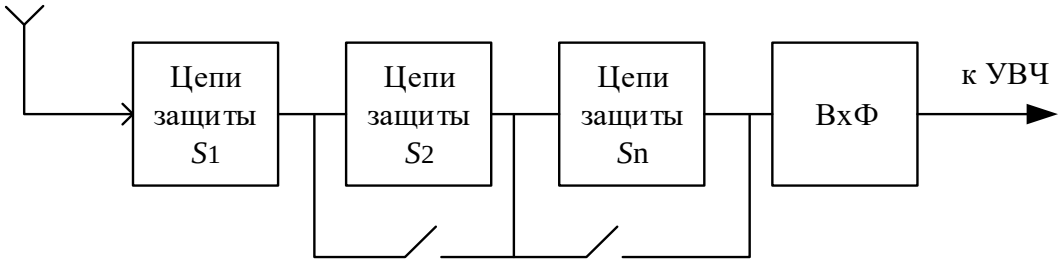


Рис. 2. Обобщенная структура защиты приемных трактов СРС.

2.1. Алгоритм многокритериальной оптимизации защиты

При проектировании подобных распределенных цепей возникает задача многокритериальной оптимизации: необходимо сбалансировать требования к динамическому диапазону D и уровню избирательности S. Решение сводится к поиску компромисса при заданных ограничениях на стоимость аппаратной реализации C и вероятность сохранения работоспособности P.

Для поиска рационального набора защитных цепей авторами предложен итерационный алгоритм.

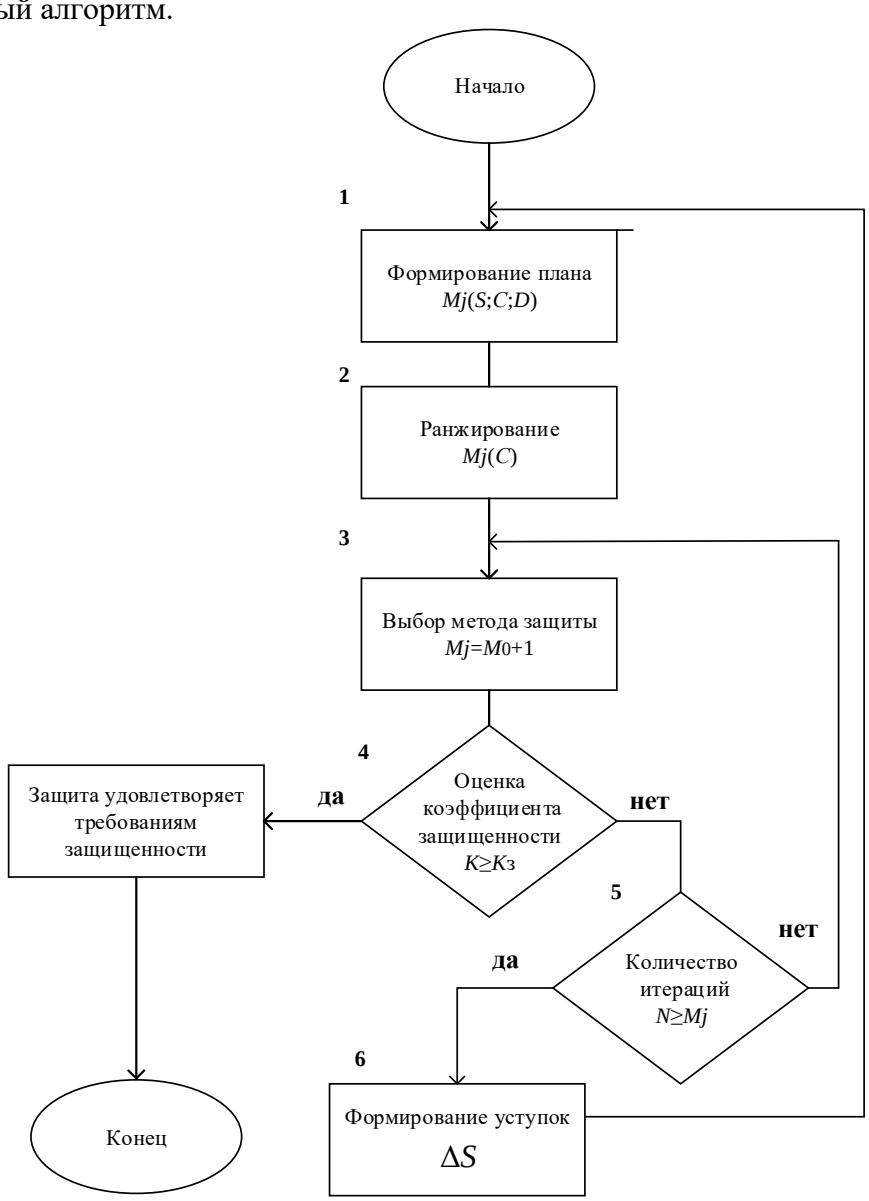


Рис. 3. Алгоритм выбора степени защиты

Работа алгоритма начинается с инициализации исходных данных и формирования базового плана защиты на основе заданных параметров S, C и D.

1. Проводится оценка защищенности наиболее уязвимых компонентов (блоков 1-3).
2. Выполняется ранжирование доступных вариантов по критерию стоимости, начиная с наиболее экономичных.
3. Проверяется соответствие расчетного коэффициента эффективности защиты требуемому значению.
4. Если эффективность недостаточна, запускается процесс перебора методов из блоков 2 и 3.
5. В случае исчерпания базовых вариантов, система переходит к методу уступок (блок 6), допуская контролируемое снижение избирательности на величину ΔS ради сохранения устойчивости к ЭМИВБМ. Алгоритм завершает работу, когда найдена оптимальная конфигурация, обеспечивающая минимальную стоимость при выполнении всех защитных критериев.

2.2. Схемотехническая реализация многоступенчатой защиты

Цепь защиты обязана обладать высоким быстродействием (порядка десятков наносекунд), чтобы успевать срезать ЭМИВБМ с высокой крутизной фронта. При этом блок первой селекции должен строиться на компонентах, толерантных к экстремальным энергетическим перегрузкам.

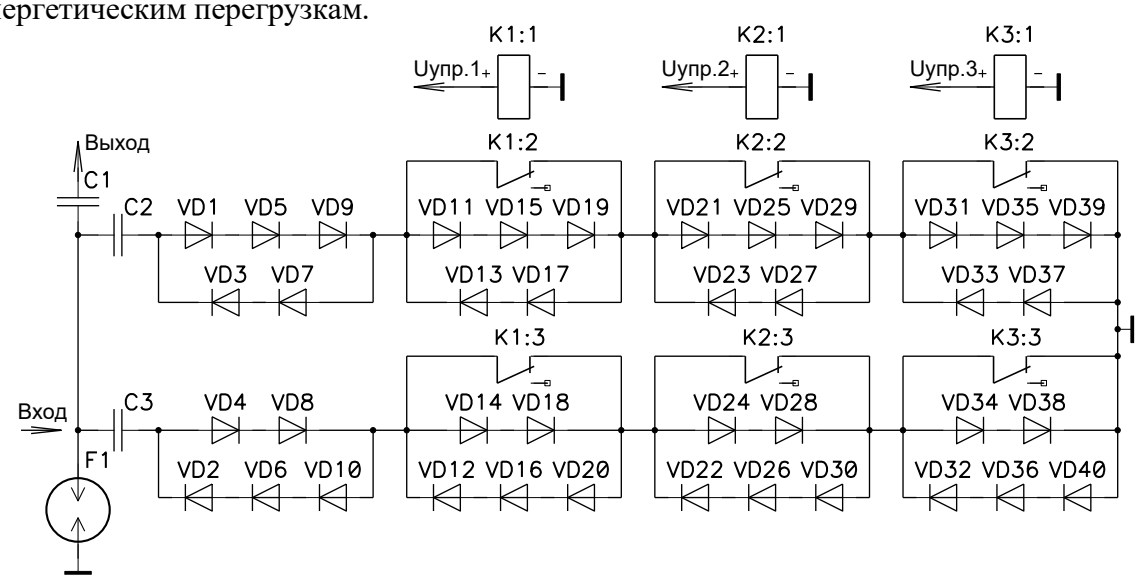


Рис. 4. Схема многоступенчатой защиты

Разработанная схема включает в себя 4 функциональные ступени. Коммутация цепей осуществляется с помощью реле, где каждая ячейка настроена на собственный порог срабатывания. Использование двух контуров внутри одной ячейки необходимо для подавления паразитных пиков напряжения в процессе ограничения амплитуды. Активация конкретного каскада напрямую зависит от текущих условий ЭМС на объекте.

Важнейшим аспектом является тотальное экранирование всех защитных цепей для предотвращения наведения вторичных токов. Суммарная эффективность экранирования рассчитывается с обязательным учетом всех возможных путей утечки через аппаратные апертуры.

Дальнейшее развитие данного направления требует глубокого изучения физики отказов полупроводников под воздействием наносекундных импульсов, не описываемых стандартными тепловыми моделями, а также перспективного применения высокотемпературных сверхпроводников в качестве ограничителей.

3. Заключение

Разработанный комплекс технических решений обеспечивает существенное повышение устойчивости работы СРС в условиях жестких электромагнитных воздействий. Применение итерационного алгоритма позволяет инженерам гибко подбирать степень защиты, балансируя между избирательными свойствами тракта и сложной электромагнитной обстановкой объекта. Предложенные многокаскадные схемы гарантируют выполнение требований по избирательности, недоступных стандартным УКВ-приемникам при воздействии сверхмощных электромагнитных импульсов.

Литература

1. Максимов М.В., М. Бобнев М.П., Кривицкий Б.Х. Защита от радиопомех. Москва: Советское радио, 1976. 495 с.
2. Радзивский В.Г. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии. Москва: Радиотехника, 2006. 424 с.
3. Добыкин В.Д. Радиоэлектронная борьба. Силовое поражение радиоэлектронных систем. Москва: Вузовская книга, 2007, 468 с.
4. Азаркевич Е.И. Генерация импульсного СВЧ излучения с помощью энергии химических взрывчатых веществ // Доклады Академии наук СССР. 1991. Т. 319. № 2. С. 352-355.
5. Гудков М.А., Лаута О.С., Иванов Д.А., Соловьев Д.В. Применение методов искусственного интеллекта в задачах обеспечения информационной безопасности // Современные информационные технологии. 2018. С. 162.
6. Коцыняк М.А., Лаута О.С., Иванов Д.А., Лукина О.М. Методика оценки эффективности защиты информационно-телекоммуникационной сети в условиях таргетированных кибернетических атак // Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия терроризму 2018. № 11-12 (125-126) С. 71-79.

References

1. Maksimov M.V., M. Bobnev M.P., Krivitsky B.H. Protection from radio interference. Moscow: Sovetskoe Radio, 1976. 495 p.
2. Radzivsky V.G. Modern electronic warfare. Questions of methodology. Moscow: Radio Engineering, 2006. 424 p.
3. Dobykin V.D. Electronic warfare. Forceful defeat of radio-electronic systems. Moscow: University Book, 2007, 468 p.
4. Azarkevich E.I. Generation of pulsed microwave radiation using the energy of chemical explosives // Reports of the Academy of Sciences of the USSR. 1991. Vol. 319. No. 2. pp. 352-355.
5. Gudkov M.A., Lauta O.S., Ivanov D.A., Solovyov D.V. Application of artificial intelligence methods in information security tasks // Modern information technologies. 2018. p. 162.
6. Kotsynyak M.A., Lauta O.S., Ivanov D.A., Lukina O.M. Methodology for evaluating the effectiveness of information and telecommunication network protection in conditions of targeted cyber attacks // Questions of defense technology. Series 16: Technical means of countering Terrorism 2018. No. 11-12 (125-126) pp. 71-79.

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧ РАДИОМОНИТОРИНГА НА ОСНОВЕ МЕТОДОВ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Е.А. Камнев, С.В. Павлов

Акционерное общество «Научно-технический центр радиоэлектронной борьбы» (АО «НТЦ РЭБ»), Москва, Россия

Аннотация. Проведен анализ целей, задач радиомониторинга, способов и средств решения этих задач. Дана характеристика основным способам сбора информации, ее обработки, отображения, хранения и использования. Раскрыты состав обобщенной структурной схемы системы радиомониторинга и назначение ее элементов. Отмечены основные ее недостатки, описаны направления ее совершенствования. Проведен анализ возможностей применения методов пространственно-временной обработки сигналов для решения задач радиомониторинга. Представлена модель обработки на основе непосредственного обращения ковариационной матрицы входных воздействий. Обоснована возможность оценивания параметров сигналов и пространственных характеристик их источников. Разработана упрощенная структурная схема устройства оценивания параметров сигналов на основе реализации методов пространственно-временной обработки. Представлены результаты прогноза эффективности обоснованных предложений.

Ключевые слова: радиомониторинг, радиоэлектронное средство, источник радиоизлучения, сигнально-помеховая обстановка, способы сбора информации, пространственно-временная обработка, алгоритм, ковариационная матрица сигнала, непосредственное обращение матрицы, разностная матрица, собственные значение матрицы

SOLUTION OF RADIO MONITORING TASKS BASED ON THE METHODS OF SPATIO-TEMPORAL SIGNAL PROCESSING

E.A Kamnev. S.V. Pavlov

Joint Stock Company «Scientific and Technical Center for Electronic Warfare», Moscow, Russia

Abstract. An analysis of the goals, objectives of radio monitoring, ways and means of solving these problems is carried out. The main methods of collecting information, its processing, display, storage and use are characterized. The composition of the generalized structural diagram of the radio monitoring system and the purpose of its elements are revealed. Its main shortcomings are noted, and the directions for its improvement are described. An analysis of the possibilities of using methods of spatio-temporal signal processing to solve radio monitoring problems is carried out. A processing model based on the direct inversion of the covariance matrix of input actions is presented. The possibility of estimating the parameters of signals and the spatial characteristics of their sources is substantiated. A simplified structural diagram of a device for estimating signal parameters based on the implementation of spatio-temporal processing methods has been developed. The results of the forecast of the effectiveness of substantiated proposals are presented.

Keywords: radio monitoring, radio-electronic means, radio emission source, signal-interference situation, methods of information collection, spatio-temporal processing, algorithm, signal covariance matrix, direct matrix reversal, difference matrix, matrix eigenvalues.

1. Введение

Бурное развитие и активное использование современных средств радиосвязи, телеметрии и систем радиотехнического обеспечения (РТО) различного назначения влечет за собой существенное усложнение сигнально-помеховой обстановки (СПО) и обусловливает необходимость постоянного или периодического контроля над использованием радиочастотного ресурса методами радиомониторинга (РМ).

Радиомониторинг представляет собой вид деятельности по вскрытию, изучению, постоянному или периодическому наблюдению и контролю СПО в заданной области пространства и определенном диапазоне частот с помощью радиоэлектронных средств (РЭС).

Целью функционирования системы РМ является на основе собранной информации о параметрах сигналов определение назначения, типа, местоположения РЭС выявления информационных связей между объектами, функционального предназначения и административной принадлежности средств и объектов.

К основным задачам системы РМ относят [1, 2]:

правомерность использования частотного (спектрального), временного ресурса при использовании РЭС по функциональному предназначению;

выполнение РЭС ограничений по энергетическим характеристикам, внеполосным излучениям, условий обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС)

выявление потенциальных или специально организованных каналов утечки информации в диапазоне радиоволн;

оперативное получение информации о состоянии и деятельности конкурирующей организации (радиоразведка) и др.

Современные системы, комплексы и средства РМ характеризуется большим разнообразием реализованных технических решений и способов решения задач РМ. Они собирают необходимую информацию методами поиска и обнаружения сигналов РЭС и наблюдения за их работой по основным и побочным каналам излучений.

В ходе наблюдения проводятся целенаправленные действия сил и средств РМ, реализующие такие способы сбора информации, как [1, 2]:

радиопеленгование и определение местоположения излучающих РЭС;

радиоперехват передаваемых сообщений;

технический анализ принимаемых сигналов;

выделение признаков РЭС и формирование образов объектов;

распознавание РЭС и объектов, оценка достоверности распознавания;

обработка собранных сведений, их регистрация, отображение и хранение.

При решении задач РМ вскрывается состав, состояние, характер деятельности РЭС и объектов в заданной области пространства, отслеживаются изменения.

Сложность и многогранность задач, стоящих перед системой (комплексом) РМ определяют ее структуру в целом, особенности построения отдельных ее элементов. Обобщенная структурная схема комплекса РМ представлена на рисунке 1.

Устройства поиска сигналов источников радиоизлучений (ИРИ) обеспечивает обзор заданного частотного диапазона или пространства географических координат для ведения поиска последовательно, одновременно либо комбинированно во времени. Алгоритм обзора пространства параметров поиска во многом определяет возможности приемника РМ и его стоимость. Средства обнаружения позволяют установить факт наличия радиосигнала для конкретных значений параметров поиска. Характеристики

обнаружителя непосредственно определяют его чувствительность и, следовательно, дальность действия аппаратуры РМ.

В современных автоматизированных комплексах РМ в состав аппаратуры обнаружения включены устройства выбора сигналов объектов РМ в интересах снижения нагрузки на другие функциональные узлы в составе комплекса. Устройства разрежения обеспечивают исключение из анализа сигналов тех ИРИ, которые достоверно не относятся к объектам РМ. В качестве признака для классификации «объект – не объект» используются такие параметры, как: значение несущей частоты, ширина спектра сигнала, его уровень, время существования.

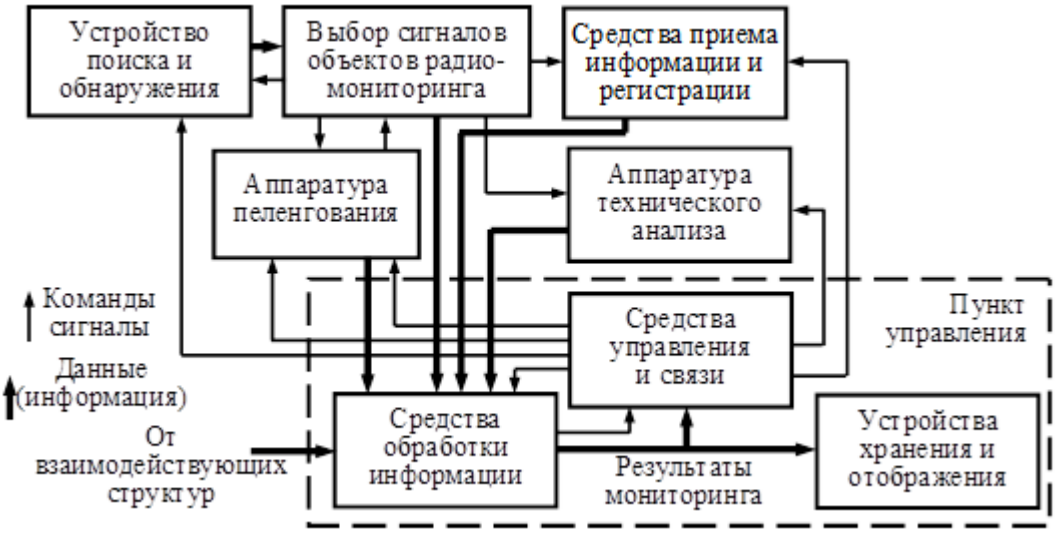


Рис. 1. Обобщенная структурная схема комплекса радиомониторинга

Средствами пеленгования определяют направления (пеленги) на ИРИ. Наличие двух пеленгов одного ИРИ из разнесенных точек пространства позволяет определить местоположения ИРИ. Если обнаруженный источник не принадлежит контролируемой области пространства, то он исключаются из дальнейшего анализа для снижения нагрузки на комплекс.

С помощью аппаратуры технического анализа оценивают (измеряют) параметры радиосигналов, определяют их статистические характеристики, а также признаки источников информации и каналов связи для использования их в качестве признаков распознавания.

Средства приема обеспечивают прием и регистрацию сообщений, передаваемых в наблюдаемом радиоканале в интересах получения семантических информации, выявления характеристик потоков сигналов, параметров используемых кодов, способов уплотнения и др.

Вся полученная информация поступает на средства обработки, где формируются образы объектов, осуществляется их распознавание путем сравнения с эталонными описаниями (образами) объектов и принимаются решения о дальнейших действиях. Сюда же поступают сведения от взаимодействующих структур. Вся собранная информация и принятые решения хранятся и отображаются в соответствующих устройствах.

Для обеспечения согласованной работы средств комплекса РМ в едином алгоритме предназначена аппаратура управления и связи.

Очевидно, что комплекс РМ, реализованный по схеме на рисунке 1, достаточно сложен и инерционен. Поэтому разработчики средств РМ ведут активные поиски технических решений построения комплекса с улучшенными тактико-техническими, массогабаритными характеристиками и показателями быстродействия. Основными направлениями совершенствования средств комплекса РМ является комплексирование

способов сбора сведений, реализация алгоритмов цифровой обработки сигналов, параллельное выполнение отдельных процедур.

Настоящая статья посвящена анализу возможности применения методов пространственно-временной обработки сигналов (ПВОС) в интересах решения задачи оценивания параметров сигналов в системах и комплексах РМ.

2. Основные положения теории пространственно-временной обработки сигналов

Практическая реализация и развитие методов ПВОС, реализуемых адаптивными антенными системами (ААС) и компенсаторами помех (АКП), связаны с решением задачи повышения отношения сигнал/(помеха + шум) (ОСПШ) на входе радиоприемников каналов радиосвязи, радиолокации, радиоуправления, радионавигации и др. [3, 4].

Под пространственно-временной обработкой сигналов понимают совокупность действий над сигналами с целью придания им свойств, функционально зависящих от пространственных параметров: направления, дальности, местоположения. Чаще всего в качестве такой функции используют различие в уровне сигнала: одним пространственным параметрам соответствует его максимум, другим – минимум [3, 4].

В общем случае ААС представляет собой многоканальное устройство, включающее в себя антенную систему (АС), преселектор, адаптивное устройство обработки сигналов – адаптивный процессор (АП) и диаграммообразующую схему (ДОС) [3]. Структурная схема ААС представлена на рисунке 2.

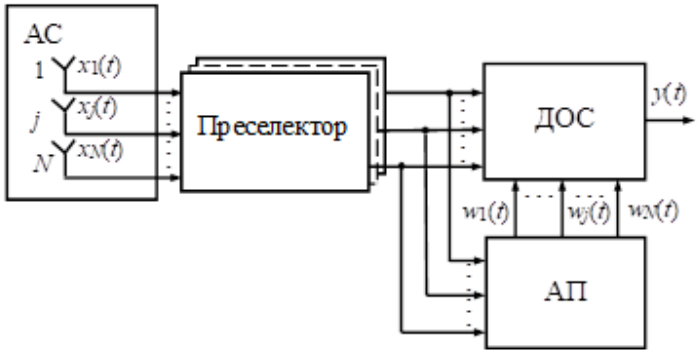


Рис. 2. Обобщенная структурная схема ААС

Приемная N – элементная АС формирует на выходе j-го, $j = \overline{1, N}$, антенного элемента (АЭ) отклики входного воздействия $x_j(t)$, представляющие собой аддитивную смесь сигнала $s_j(t)$ и шума $n(t)$ на интервале наблюдения $[0, T]$.

$$x_j(t) = s_j(t) + n_j(t). \qquad (1)$$

Входные воздействия представляют в виде векторов:

$$\dot{\mathbf{X}}(t) = \left[x_1(t) \ldots x_j(t) \ldots x_N(t) \right]^{\mathrm{T}}$$

$$\dot{\mathbf{S}}(t) = \left[s_1(t) \ldots s_j(t) \ldots s_N(t) \right]^{\mathrm{T}}$$

$$\dot{\mathbf{n}}(t) = \left[n_1(t) \ldots n_j(t) \ldots n_N(t) \right]^{\mathrm{T}}. \qquad (2)$$

В формулах курсивом обозначены переменные, жирным шрифтом – матрицы и векторы, прямым шрифтом – функции, точкой над символом отмечены комплексные величины, T – знак транспонирования.

Отклики i-го входного воздействия ($i=1, M$, где M – количество воздействующих на ААС сигналов) в соседних АЭ имеют фазовые сдвиги $\Delta\varphi$, зависящие от длины волны λ_i воздействия, направления на его источник θ_i и конструкции АС (расстояния d между АЭ), как показано на рисунке 3.

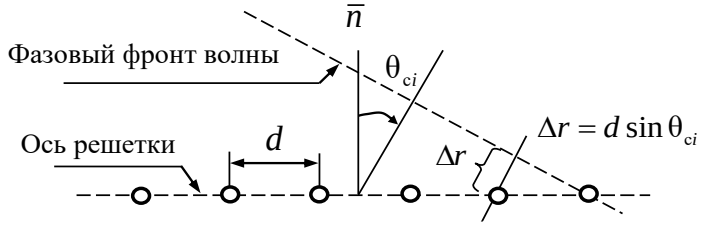


Рис. 3. Иллюстрация основных соотношений для определения фазовых сдвигов наводимых в АЭ откликов сигналов

$$\Delta\varphi_{c_i} = \left(2\pi d/\lambda_{c_i}\right)\sin\theta_{c_i}. \qquad (3)$$

При реализации в ААС алгоритма непосредственного обращения ковариационной матрицы (НОМ) для обработки информации, заложенной в сдвиге фаз, формируется ковариационная матрица (КМ) $\dot{\mathbf{\Phi}}_{xx}$ входных воздействий, представляющая собой корреляционную матрицу, нормированную к уровню шумов [3, 4]:

$$\dot{\mathbf{\Phi}}_{xx} = \frac{\dot{\mathbf{X}}\cdot\dot{\mathbf{X}}^{+}}{P_{\text{ш}}}. \qquad (4)$$

Для некоррелированных сигналов и шумов в АЭ, результаты перемножения представляют собой КМ входных воздействий. При воздействии на ААС одного i-го сигнала КМ имеет вид:

$$\dot{\mathbf{\Phi}}_{ixx} = q_{c_i}\begin{bmatrix} 1+1/q_{c_i} & \dots & \exp\left(j\varphi_{c_i 1l}\right) & \dots & \exp\left(j\varphi_{c_i 1N}\right) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \exp\left(-j\varphi_{c_i k1}\right) & \dots & 1+1/q_{c_i} & \dots & \exp\left(j\varphi_{c_i kN}\right) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \exp\left(-j\varphi_{c_i N1}\right) & \dots & \exp\left(-j\varphi_{c_i lN}\right) & \dots & 1+1/q_{c_i} \end{bmatrix}, \qquad (5)$$

где $q_{c_i} = P_{c_i}/P_{\text{ш}}$., $\varphi_{c_i lk}$ – фазовые сдвиги i-го сигнала между l-м и k-м АЭ:

$$\varphi_{c_i lk} = \frac{2\pi d_{lk}}{\lambda_{ci}}\sin\left(\theta_{ci}-\psi_{lk}\right)\cos\beta_{ci}, \quad l=1, N, \quad k=1, N, \quad k\neq l, \qquad (6)$$

d – расстояние между АЭ; l, k – номера АЭ; λ_{c_i} – длина волны i-го входного воздействия; θ_{c_i} – азимут i-го источника; ψ – угол между нормалью к линии расположения АЭ и направлением, принятым за начало отсчета; β_{c_i} – угол места i-го источника сигнала.

Элементы матрицы являются функциями взаимной корреляции (а в диагональных элементах – автокорреляции) откликов входных воздействий в соответствующих АЭ, нормированными к мощности шума. Они содержат информацию о направлении прихода волны, частоте (длине волны) сигнала, ширине его спектра и энергетических характеристиках входных воздействий. Ковариационная матрица шумов при допущении их некоррелированности в АЭ представляет собой единичную матрицу.

В устройствах ПВОС для повышения помехозащищенности РЭС информация о

параметрах сигнала характеристиках его источника используется для формирования диаграммы направленности, ориентированной максимумом на источник сигнала а минимумом на источник помехи, обеспечивающей существенное улучшения ОСПШ на входе радиоприемника.

3. Применение методов пространственно-временной обработки сигналов для решения задач радиомониторинга

Наличие логически обоснованной и интуитивно понятной модели функционирования адаптивных устройств ПВОС вызывает интерес у специалистов с позиции использования ее для решения задач РМ и обусловливает целесообразность разработки алгоритмов оценивания параметров сигналов и характеристик РЭС, составляющих СПО в области пространства, представляющей интерес для системы РМ.

В системах РМ наблюдение за работой РЭС ведется в определенном диапазоне частот. При этом на средства радиомониторинга с ААС воздействует некоторое конечное количество M сигналов. При некоррелированности входных воздействий КМ может быть представлена в виде суммы КМ всех входных сигналов [5]:

$$\dot{\mathbf{\Phi}}_{\Sigma xx} = \sum_{i=1}^{M} \dot{\mathbf{\Phi}}_{ixx}. \qquad (7)$$

В большинстве случаев РЭС работают на излучение не постоянно, а сеансами или по необходимости. Следовательно, количество воздействий M на ААС меняется во времени, а результирующая КМ является функцией времени $\dot{\mathbf{\Phi}}_{\Sigma xx}(t)$.

В таком случае при задержке результирующей КМ во времени на интервал τ и вычитании задержанной КМ из текущей получаем разностную матрицу, которая представляет собой ковариационную матрицу сигнала, изменившего количество воздействий [5]

$$\dot{\mathbf{\Phi}}_{\Delta xx} = \dot{\mathbf{\Phi}}_{\Sigma xx}(t-\tau) - \dot{\mathbf{\Phi}}_{\Sigma xx}(t) = \dot{\mathbf{\Phi}}_{xx\mathrm{c}_i}. \qquad (8)$$

Разностная КМ имеет вид:

$$\dot{\mathbf{\Phi}}_{\Delta xx} = q_{\mathrm{c}_i} \begin{bmatrix} 1+1/q_{\mathrm{c}_i} & \dots & \exp\left(j\varphi_{\mathrm{c}_i 1l}\right) & \dots & \exp\left(j\varphi_{\mathrm{c}_i 1N}\right) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \exp\left(-j\varphi_{\mathrm{c}_i 1k}\right) & \dots & 1+1/q_{\mathrm{c}_i} & \dots & \exp\left(j\varphi_{\mathrm{c}_i kN}\right) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \exp\left(-j\varphi_{\mathrm{c}_i 1N}\right) & \dots & \exp\left(-j\varphi_{\mathrm{c}_i lN}\right) & \dots & 1+1/q_{\mathrm{c}_i} \end{bmatrix}. \qquad (9)$$

При этом знак модуля матрицы является признаком начала или окончания работы источника сигнала, изменившего СПО. Элементы КМ содержат информацию об энергетических

q_{c_i}, частотных λ_{c_i} параметрах сигнала, а также о пространственных характеристиках θ_{c_i} и β_{c_i} его источников, что следует из (6).

Предложенная модель отслеживания изменений СПО может быть реализована устройством, вариант структурной схемы которого представлен на рисунке 4.

На рисунке объемными фигурами обозначены блоки идентичных элементов, а двойными стрелками – векторные (многоканальные) связи.

Сформированные в АС отклики входных воздействий подаются на блок перемножителей, где путем выполнения процедуры (4) формируется суммарная КМ входных воздействий (7). Элементы сформированной КМ подают на блок вычитающих

устройств для выполнения операции (8): на один вход непосредственно и на вычитающий вход – через блок линий задержки и в результате получают КМ сигнала, изменившего СПО [6].

Параметры сигнала, изменившего СПО, определяются на ЭВМ с использованием специального программного обеспечения. Известно множество способов вычисления параметров сигналов от решения систем дифференциальных уравнений до анализа собственных структур разностной КМ. Они отличаются реализуемыми методиками и показателями эффективности, а также, точностью оценок параметров, временными показателями и стоимостью программных продуктов. Выбор способа определения параметров сигналов определяет производитель аппаратуры с учетом требований потребителя результатов РМ. При необходимости представленная схема может быть дополнена устройствами измерения спектра сигнала, скорости передачи цифровой информации, статистических характеристик импульсных потоков и др.

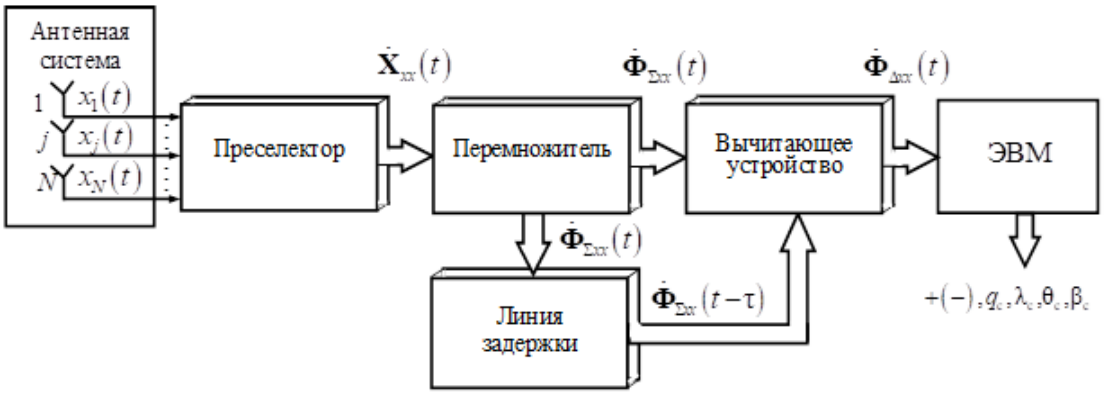


Рис. 4. Упрощенная структурная схема комплекса РМ
на основе устройства ПВОС (вариант)

В результате выполнения операции (8) возможны три исхода:

– число входных воздействий не изменилось – тогда $\dot{\mathbf{\Phi}}_{\Delta xx}(t)$ является матрицей шума;

– число входных воздействий на ААС уменьшилось на одно, разностная КМ отрицательна и является матрицей сигнала ИРИ, прекратившего излучение;

– число воздействий увеличилось на одно, этом случае разностная КМ положительна и является матрицей появившегося сигнала.

Очевидно, что вероятность выявления изменений СПО определяется условиями электромагнитной доступности (вероятностью правильного обнаружения сигнала) насыщенностью СПО, ее динамичностью и значением интервала задержки суммарной КМ, в большинстве случаев определяемой характеристиками СПО.

4. Подход к обоснованию рационального времени задержки корреляционной матрицы входных воздействий

Длительность интервала задержки КМ должна удовлетворять двум противоположным требованиям: интервал должен быть настолько малым, чтобы количество входных воздействий изменилось не более чем на одно, но достаточным для формирования разностной КМ.

Ошибка выявления изменений СПО возникает в случаях:

– когда уровень сигнала, изменившего СПО не превышает порог обнаружения;

– если за время задержки КМ обстановка изменится более чем на один сигнал.

Минимальный интервал формирования разностной КМ (время задержки КМ) определяется временем выявления изменений энергетических параметров сформированной КМ относительно задержанной, то есть временем обнаружения сигнала.

Выше отмечено, что время, необходимое для обнаружения воздействия, зависит от энергетических параметров сигнала и от требуемой вероятности правильного обнаружения.

Вероятность ошибки выявления изменений СПО более чем на один сигнал определяется вероятностью совпадения импульсных потоков воздействующих сигналов за время, необходимое для обнаружения сигнала с требуемой вероятностью.

Удовлетворение требований к достоверности распознавания (уменьшение вероятности ошибки) достигается двумя путями:

– изменением границ контролируемого участка частотного диапазона – приводит к изменению интенсивности воздействующих потоков сигналов и вероятности их совпадения;

– изменение вероятности правильного обнаружения за счет выбора времени обнаружение с учетом требований по достоверности правильного решения.

Снизить интенсивность потоков сигналов можно путем увеличения числа радиоприемников для контроля в всем заданном частотном диапазоне. Пределы изменения вероятности правильного обнаружения ограничиваются допустимой вероятностью пропуска сигнала.

5. Заключение

Системы РМ решают задачи постоянного или периодического контроля легитимности использования радиочастотного диапазона, обнаружения и анализа новых излучений, определение местоположения их источников, оценки их опасности или ценности, выявления непреднамеренных или специально организованных радиоканалов утечки информации, источников взаимных помех, выполнения норм обеспечения электромагнитной совместимости и др.

Постоянное усложнение СПО вследствие увеличения числа используемых РЭС, освоения новых диапазонов частот, использования новых сигналов и способов передачи информации обусловливает необходимость совершенствования способов и средств решения задач РМ.

Одним из способов повышения эффективности РМ является разработка алгоритмов на основе методов пространственно-временной обработки сигналов с путем анализа ковариационной матрицы входных воздействий. Предложенный подход к решению задачи контроля участка частотного диапазона позволяет выявлять ИРИ начавших или прекративших работу на излучение, оценивать параметры этих сигналов, создавать их эталонные описания (образы) для решения задач распознавания при дальнейшей работе.

Существующие образцы устройств ПВОС имеют высокие показатели функционирования по точностным характеристикам и быстродействию за счет применения корреляционных методов анализа и возможностей использования средств вычислительной техники для реализации алгоритмов обработки.

Литература

6. Рембовский А.М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А.; под ред. А.М. Рембовского. 3-е изд. М.: Горячая линия - Телеком, 2012. – 640 с.
7. Тамбиева Д.Т., Гусева Л.Л. Решение задач радиомониторинга // Современные наукоемкие технологии, 2006, № 6. – С. 63-64.

8. Вендик О.Г., Парнес М.Д. Антенны с электрическим сканированием (Введение в теорию); под ред. Л.Д. Бахраха // Антенны, 2002, № 2-3 (57-58). – 232 с.
9. Активные фазированные антенные решетки; под ред. Д.И. Вознесенского и А.Н. Канащенкова. М.: Радиотехника, 2004. – 488 с.
10. Гребенюк Л.В., Павлов В.А. Реализация параллельного алгоритма поиска радиосигналов в участке частотного диапазона на основе методов пространственной обработки сигналов / Вестник Военного института радиоэлектроники, 2005, № 1. – С. 32-42
11. Букеррум А., Павлов В.А., Павлов С.В. Повышение точности оценок пеленгов на основе формирования разностной корреляционной матрицы входных воздействий. // Антенны, 2010, № 8. – С. 58-60.

REFERENCES

1. Rembovsky A.M., Ashikhmin A.V., Kozmin V.A. Radiomonitoring: Tasks, Methods, Means / A.M. Rembovsky, A.V. Ashikhmin, V.A. Kozmin; edited by A.M. Rembovsky. 3rd ed. Moscow: Goryachaya liniya - Telekom, 2012. – 640 c.
2. Tambieva D.T., Guseva L.L. Reshenie zadach radiomonitoring [Solving problems of radiomonitoring] // Sovremennye naukoemkie tekhnologii, 2006, No 6. – P. 63-64.
3. Vendik O.G., Parnes M.D. Antennas with electric scanning (Introduction to theory) / Ed. by L.D. Bakhrakh // Antennas, 2002, No 2-3 (57-58). – 232 p.
4. Active phased antenna arrays. Ed. by D.I. Voznesensky and A.N. Kanashchenkov. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2004. – 488 p.
5. Grebenyuk L.V., Pavlov V.A. Implementation of a parallel algorithm for the search of radio signals in the section of the frequency range based on the methods of spatial processing of signals / Bulletin of the Military Institute of Radio Electronics, 2005, No 1. P. 32-42
6. Bukerrum A., Pavlov V.A., Pavlov S.V. Improving the accuracy of bearing estimates based on the formation of a difference correlation matrix of input effects. Antennas, 2010, No 8. – P. 58-60.

МЕТОДИКА ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ГРУППОВОГО РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ОБЪЕКТА

Е. Е. Новикова

Федеральное государственное казенное военное образовательное учреждение высшего образования «Военная академия Ракетных войск стратегического назначения имени Петра Великого» Министерства обороны Российской Федерации (Военная академия РВСН имени Петра Великого), Балашиха, Россия

Аннотация. Проблема обеспечения электромагнитной совместимости разнородных радиоэлектронных средств, вынужденных функционировать совместно на ограниченной территории в условиях современного мегаполиса, насыщенного техногенными индустриальными помехами и излучениями различных радиосистем, приобретает критическую значимость и становится всё более трудноразрешимой. Если для штатной, заранее известной группировки радиоэлектронных средств возможно применение традиционных методов частотного, пространственного, временного или поляризационного разнесения, то появление случайных, неконтролируемых источников радиоизлучений с неизвестными параметрами кардинально усложняет обстановку. Сигналы таких «чужих» радиоэлектронных средств могут непреднамеренно попадать не только в основной канал приема, но и в побочные каналы (зеркальные, интермодуляционные и т.д.), создавая непрогнозируемые помехи, снижающие помехоустойчивость и пропускную способность системы вплоть до полного подавления полезных сигналов. В качестве эффективного решения данной проблемной ситуации разработана специализированная методика обеспечения электромагнитной совместимости для группового радиоэлектронного объекта. Предложенный подход базируется на глубоком анализе электромагнитной обстановки: после расчета частот побочных каналов приема и процедуры преобразования аналогового сигнала с антенны в цифровую форму предлагается адаптивно формировать вектор комплексных весовых коэффициентов. Данный вектор позволяет целенаправленно подавлять сигналы, поступающие на всех частотах побочных каналов, что обеспечивает высокую помехозащищенность основной полосы частот и гарантирует устойчивую совместную работу аппаратуры в условиях непредсказуемой интерференционной обстановки.

Ключевые слова: электромагнитная обстановка, электромагнитная совместимость, вектор весовых коэффициентов, групповой радиоэлектронный объект.

A METHOD FOR ENSURING ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY OF A GROUP RADIO-ELECTRONIC FACILITY

E. E. Novikova

The Military Academy of Strategic Rocket Troops after Peter the Great (SRTMA), Balashikha, Russia

Abstract. The problem of ensuring electromagnetic compatibility of heterogeneous radio-electronic equipment forced to operate jointly in a limited area under the conditions of a modern metropolis, saturated with technogenic industrial interference and emissions from various radio systems, is acquiring critical importance and is becoming increasingly difficult to solve. While traditional methods of frequency, spatial, temporal, or polarization separation can be applied to a planned, predetermined group of radio-electronic devices, the emergence of random, uncontrolled sources of radio emissions with unknown parameters dramatically

complicates the situation. Signals from such "foreign" radio-electronic devices can unintentionally fall not only into the main reception channel but also into spurious reception channels (image, intermodulation, etc.), creating unpredictable interference that degrades the system's noise immunity and throughput, potentially leading to the complete suppression of useful signals. As an effective solution to this problematic situation, a specialized methodology for ensuring electromagnetic compatibility for a group radio-electronic facility has been developed. The proposed approach is based on an in-depth analysis of the electromagnetic environment: after calculating the frequencies of spurious reception channels and performing the analog-to-digital conversion of the signal from the antenna, it is proposed to adaptively form a vector of complex weighting coefficients. This vector makes it possible to purposefully suppress signals arriving at all spurious channel frequencies, thereby ensuring high noise immunity of the main frequency band and guaranteeing stable joint operation of equipment under conditions of unpredictable interference.

Keywords: electromagnetic environment, electromagnetic compatibility, vector of weighting coefficients, group radio-electronic facility.

1. Введение

Под групповым радиоэлектронным объектом (ГРЭО) понимается совокупность разнородных подвижных радиоэлектронных средств (РЭС), функционирующих в различных диапазонах частот и с различными мощностями, расположенных на ограниченной в пространстве территории, в случае необходимости изменяющих свое территориальное местоположение и взаимодействующих с другими ГРЭО в условиях воздействия непреднамеренных помех, создаваемых РЭС, не входящими в состав ГРЭО.

В связи с появлением множества разнородных РЭС в современных мегаполисах, таких как нештатные системы связи различных диапазонов, средства противодействия беспилотным летательным аппаратам, систем сотовой связи и передачи информации и т.д. возникает острая необходимость в обеспечении электромагнитной совместимости (ЭМС) всех РЭС. Обеспечить ЭМС ГРЭО традиционными методами, такими как частотное, временное, пространственное и поляризационное разнесение в настоящее время практически невозможно. В этой связи возникает актуальная задача по разработке методики обеспечения ЭМС ГРЭО.

2. Постановка задачи

Пусть задано множество $Res = \{P_i,\ F_{0i}, B_0(\alpha); i = 1, \dots, I\}$ радиоэлектронных средств со своими характеристиками. Требуется разработать способ *SP*, позволяющий обеспечить требуемое отношение сигнал/(помеха+шум) на входе радиоприемного устройства при воздействии случайных непреднамеренных помех $Pm_k\ (k = 1, \dots, K)$. Ограничением является отсутствие помеховых сигналов в основном канале приема. Допущение – между передатчиками и приемниками ГРЭО на начальном этапе ЭМС обеспечена.

3. Разработка методики обеспечения ЭМС

Методика обеспечения ЭМС ГРЭО реализуется в пять этапов.

Этап 1. На параметры излучаемых радиосигналов передатчиками ГРЭО накладывают ограничения, обеспечивающие межсистемную электромагнитную совместимость РЭС, входящих в состав ГРЭО.

Этап 2. Для каждого радиоприемного устройства ГРЭО назначается центральная частота основного канала приема F_O. Рассчитывается ширина основного канала по формуле:

$$F_{OK} = \begin{cases} F_O - \dfrac{B_O(\alpha)}{2}, \\ F_O + \dfrac{B_O(\alpha)}{2}, \end{cases} \quad (1)$$

где F_O- центральная частота приёма, Гц;

$B_O(\alpha)$- ширина полосы по уровню α, Гц.

Этап 3. На основе информации об основном канале приема рассчитываются побочные каналы приема, к которым относятся канал промежуточной частоты, зеркальный канал, соседние каналы, каналы на гармониках и субгармониках. Расчет побочных каналов приема описан в известной литературе, например в [1-4]. Все побочные каналы рассчитываются с учетом верхней или нижней настройки гетеродина или гетеродинов, если их несколько.

Этап 4. Для рассчитанных побочных каналов приема формируются весовые коэффициенты, позволяющие подавить мешающий сигнал и не попасть ему в приемник, а для частотного диапазона, соответствующего основному каналу приема, формируют весовые коэффициенты, не вносящие изменение в полезный сигнал. Весовые коэффициенты имеют вид:

$$W = \begin{matrix} f_1 \\ \vdots \\ f_N \end{matrix} \begin{bmatrix} w_1 \\ \vdots \\ w_N \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где N – общее количество каналов приема.

Причем для побочных каналов приема весовые коэффициенты равны нулю $w = 0$, а для основного канала приема единице $w = 1$.

Этап 5. На выходе антенной системы в соответствии с рассчитанными каналами приема, включая основной, принятый сигнал преобразуют в цифровой сигнал вида:

$$Z = \begin{matrix} & f_1 & \cdots & f_N \\ z_1 & & & \\ \vdots & & & \\ z_M & & & \end{matrix} \begin{bmatrix} z_{1,1} & \cdots & z_{1,N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ z_{M,1} & \cdots & z_{M,N} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где Z – общее количество цифровых отсчетов сигнала в каждом из N каналов приема.

6. Далее производится умножение цифрового сигнала на весовые коэффициенты (4), которые позволяют выделить только сигнал, поступивший на частотах основного канала и подавить все сигналы, поступившие на частотах побочных каналов приема.

$$S = Z \cdot W = \begin{bmatrix} z_{1,1} & \cdots & z_{1,N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ z_{M,1} & \cdots & z_{M,N} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} w_1 \\ \vdots \\ w_N \end{bmatrix}. \quad (4)$$

В качестве примера можно рассмотреть РЭС, у которого есть основной канал приема, зеркальный канал приема, два соседних канала приема и канал промежуточной частоты, то есть $N = 5$,. Сигналы по этим каналам оцифровываются по шести отсчетам $z = 6$.

В этом случае вектор весовых коэффициентов будет иметь вид:

$$W = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Оцифрованный сигнал будет иметь вид:

$$Z = \begin{bmatrix} z_{1,1} & z_{1,2} & z_{1,3} & z_{1,4} & z_{1,5} & z_{1,6} \\ z_{2,1} & z_{2,2} & z_{2,3} & z_{2,4} & z_{2,5} & z_{2,6} \\ z_{3,1} & z_{3,2} & z_{3,3} & z_{3,4} & z_{3,5} & z_{3,6} \\ z_{4,1} & z_{4,2} & z_{4,3} & z_{4,4} & z_{4,5} & z_{4,6} \\ z_{5,1} & z_{5,2} & z_{5,3} & z_{5,4} & z_{5,5} & z_{5,6} \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Результирующий цифровой сигнал, соответствующий частотам основного канала, который попадет в приемник будет иметь вид:

$$S = Z \cdot W = \begin{bmatrix} z_{1,1} & z_{1,2} & z_{1,3} & z_{1,4} & z_{1,5} & z_{1,6} \\ z_{2,1} & z_{2,2} & z_{2,3} & z_{2,4} & z_{2,5} & z_{2,6} \\ z_{3,1} & z_{3,2} & z_{3,3} & z_{3,4} & z_{3,5} & z_{3,6} \\ z_{4,1} & z_{4,2} & z_{4,3} & z_{4,4} & z_{4,5} & z_{4,6} \\ z_{5,1} & z_{5,2} & z_{5,3} & z_{5,4} & z_{5,5} & z_{5,6} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{1,2} \\ z_{2,2} \\ z_{3,2} \\ z_{4,2} \\ z_{5,2} \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Такой подход позволяет обеспечить ЭМС ГРЭО в случае динамически изменяющейся электромагнитной обстановке, исключить влияние интермодуляционных помех, так как сигналы, поступающие на частотах побочных каналов, в приемник не попадают, а также обеспечить ЭМС ГРЭО в случае перемещения ГРЭО в место с неопределенной электромагнитной обстановкой.

4. Практическая значимость и применение

Внедрение методики в систему управления радиоприемного устройства позволит:

обеспечить ЭМС ГРЭО в случае появления неизвестных источников электромагнитных сигналов;

обеспечить ЭМС ГРЭО в случае изменения его местоположения, когда оценка электромагнитной обстановки не производилась;

исключить влияние на приемные РЭС ГРЭО интермодуляционных помех.

5. Заключение

Предложенный способ позволит обеспечить требуемое отношение сигнал/(помеха+шум) на входе приемника и тем самым обеспечить устойчивость к непреднамеренным помехам, действующим на частотах побочных каналов приема РЭС. ГРЭО.

Литература

1. Кочин, Л.Б. Неумышленные помехи и электромагнитная совместимость: учебное пособие / Л.Б. Кочин, В.В. Смирнов, С.Ю. Страхов; Балт. гос. техн. ун-т. – СПб., 2018. – 110 с.

2. Газизов Т.Р. Основы электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств: учеб. пособие / Т. Р. Газизов. – Томск: Изд-во Томск. гос. Ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2022. – 138 с.
3. Методики оценки электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. – М.: Воениздат, 2010.
4. Ильюшко С.Г. Судовая радиосвязь. Анализ и методика расчета электромагнитной совместимости в системах связи, радиолокации и телевидения: Учебное пособие. – Петропавловск-Камчатский: КамчатГТУ, 2007. – 105 с.

REFERENCES

1. Kochin, L.B. Unintentional Interference and Electromagnetic Compatibility: A Study Guide / L.B. Kochin, V.V. Smirnov, S.Yu. Strakhov; Baltic State Technical University. – St. Petersburg, 2018. – 110 p.
2. Gazizov, T.R. Fundamentals of Electromagnetic Compatibility of Radio-Electronic Devices: A Study Guide / T.R. Gazizov. – Tomsk: Publishing House of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 2022. – 138 p.
3. Methods for Assessing the Electromagnetic Compatibility of Radio-Electronic Devices. – Moscow: Voenizdat (Military Publishing House), 2010.
4. Ilyushko, S.G. Ship Radio Communication. Analysis and Methodology for Calculating Electromagnetic Compatibility in Communication, Radar, and Television Systems: A Study Guide. – Petropavlovsk-Kamchatsky: KamchatGTU (Kamchatka State Technical University), 2007. – 105 p.

Научное издание

РАДИОЛОКАЦИЯ,
НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ

Сборник трудов
XXXII Международной научно-технической конференции
(г. Воронеж, 21–23 апреля 2026 г.)

Том 4

Издано в редакции оргкомитета

Издательский дом ВГУ
394018 Воронеж, пл. Ленина, 10
Отпечатано с готового оригинал-макета
в типографии Издательского дома ВГУ
394018 Воронеж, ул. Пушкинская, 3

Секции

Том 1
Пленарные доклады
Секция 1. Общие проблемы передачи и обработки информации. Цифровая обработка сигналов.
Секция 2. Распознавание и обработка изображений.
Секция 3. Системы связи и передачи данных. Мобильная связь. Спутниковые системы связи и передачи информации.

Том 2
Секция 3. Системы связи и передачи данных. Мобильная связь. Спутниковые системы связи и передачи информации.
Секция 4. Тепловые, лазерно-оптические системы наблюдения и связи.
Секция 5. Радиолокация. Радиолокационные системы с синтезированной апертурой. Авиационно-космические радиоэлектронные системы.

Том 3
Секция 5. Радиолокация. Радиолокационные системы с синтезированной апертурой. Авиационно-космические радиоэлектронные системы.
Секция 6. Навигация. Позиционирование. Морская локация и навигация. Гидроакустика. Системы наведения.
Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.

Том 4
Секция 8. Электродинамика, распространение радиоволн, антенны. Цифровые антенные решетки и технология MIMO.
Секция 9. Помехи. Электромагнитная совместимость. Радио- и оптоэлектронная разведка и подавление.

Том 5
Секция 9. Помехи. Электромагнитная совместимость. Радио- и оптоэлектронная разведка и подавление.
Секция 10. Радиотехнические устройства. Автоматизированные измерительные комплексы. Электроника. Техника СВЧ.
Секция 11. Радиотехнический мониторинг Земли.
Секция 12. Интеллектуальные системы управления и связи. Когнитивное радио.