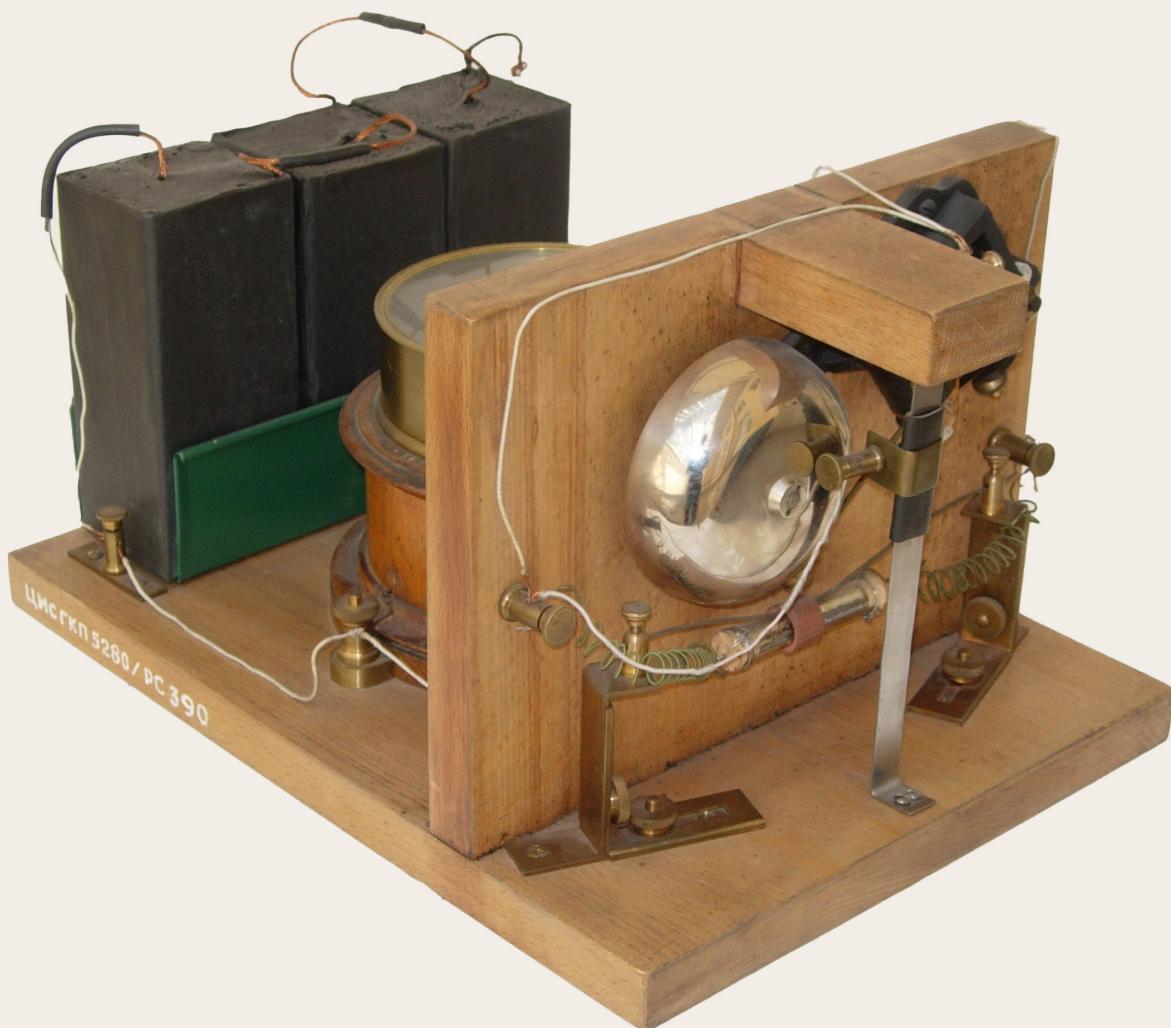


РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ



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
XXXI Международной научно-технической конференции
(г. Воронеж, 15–17 апреля 2025 г.)*

Т о м 5

Воронеж
Издательский дом ВГУ
2025

УДК 621.37

ББК 32

P15

Радиолокация, навигация, связь : сборник трудов XXXI Международной научно-технической конференции (г. Воронеж, 15–17 апреля 2025 г.) : в 6 т. / Воронежский государственный университет ; АО «Концерн “Созвездие”». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2025.

ISBN 978-5-9273-4269-3

Т. 5. – 2025. – 413 с.

ISBN 978-5-9273-4274-7

В сборник вошли материалы XXXI Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2025), 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

ISBN 978-5-9273-4274-7 (т. 5)
ISBN 978-5-9273-4269-3

© Воронежский государственный университет, 2025
© АО «Концерн “Созвездие”», 2025
© Оформление. Издательский дом ВГУ, 2025

Материалы конференции

Том 1

Пленарные доклады

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

Том 2

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 3

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.

Секция 6. Навигация. Позиционирование. Морская локация и навигация.

Гидроакустика. Системы наведения.

Том 4

Секция 6. Навигация. Позиционирование. Морская локация и навигация.

Гидроакустика. Системы наведения.

Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.

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

Том 5

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

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

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

Том 6

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 ММО

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ МИКРОПОЛОСКОВОГО ВИБРАТОРА, УЧИТЫВАЮЩАЯ ЕГО КОНЕЧНУЮ ПРОВОДИМОСТЬ Д. С. Клюев, А. М. Нещерет, А. И. Половинкин, Ю. В. Соколова, Е. М. Кузнецов, Д. С. Федоров	1
МАТРИЦА ПОВЕРХНОСТНЫХ ИМПЕДАНСОВ МНОГОЭЛЕМЕНТНОЙ КОНФОРМНОЙ ИЗЛУЧАЮЩЕЙ СТРУКТУРЫ С КИРАЛЬНЫМ ЗАПОЛНЕНИЕМ Д. С. Клюев, А. М. Нещерет, Ю. В. Соколова	6
ИССЛЕДОВАНИЕ ПОГЛОЩАЮЩИХ СВОЙСТВ КОМБИНИРОВАННОЙ СТРУКТУРЫ ИЗ ПОЛУВОЛНОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ И ЭКРАНА СОЛСБЕРИ Д. С. Погребной, А. Р. Шакуров.....	12
ПЛАНАРНАЯ АНТЕННА НА ОСНОВЕ СИММЕТРИЧНЫХ ЛЕНТОЧНЫХ РЕШЕТОК С ЦЕНТРАЛЬНЫМ ПИТАНИЕМ Д. Ю. Крюков, А. В. Останков, Д. К. Проскурин.....	22
ЧАСТОТНО СКАНИРУЮЩАЯ АНТЕННА ДЛЯ РАДИОЛОКАТОРА НА ОСНОВЕ ДИФРАКЦИОННОЙ РЕШЕТКИ ЭШЕЛЕТТ Е. А. Ищенко, А. Е. Медведев, Ю. Г. Пастернак, Д. К. Проскурин, С. М. Федоров	32
ПРИМЕНЕНИЕ МОДЕЛЕЙ РАДИОКОМПОНЕНТОВ ПРИ ВЫПОЛНЕНИИ ЗАДАЧ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ Е. А. Ищенко, Е. Д. Егорова, А. Е. Медведев Д. К. Проскурин, Ю. Г. Пастернак, С. М. Федоров	39
ПРИМЕНЕНИЕ МАТЕРИАЛОВ АДДИТИВНОГО ПРОИЗВОДСТВА ДЛЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ОБТЕКАТЕЛЕЙ АНТЕНН Е. А. Ищенко, Р. М. Ляпунов, Ю. Г. Пастернак, Д. К. Проскурин.....	47
РЕАЛИЗАЦИЯ ДИАГРАММООБРАЗУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА НА ОСНОВЕ АПЛАНАТИЧЕСКОЙ ЛИНЗЫ Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, Д. К. Проскурин, Н. Б. Смольянов, С. М. Федоров.....	59
МНОГОЛУЧЕВАЯ АНТЕННА С ПОЛНОПРОСТРАНСТВЕННЫМ СКАНИРОВАНИЕМ Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, Д. К. Проскурин, С. М. Федоров	67
ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ОПТИМИЗАЦИИ НАГРУЗОЧНЫХ ИМПЕДАНСОВ ГЕНЕТИЧЕСКИМ АЛОГОРИТМОМ Е. А. Клименцова, М. В. Грачев	72

МОДУЛЬ ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩЕЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С РАВНОАМПЛИТУДНОЙ СИСТЕМОЙ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ Е. А. Самойленко, М. Е. Голубцов, А. А. Будкин, Ю. С. Русов	80
ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ПЕЛЕНГАЦИОННЫЙ КОМПЛЕКС НА БАЗЕ SDR-ТЕХНОЛОГИИ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ НАПРАВЛЕНИЯ НА БЕСПИЛОТНЫЕ ЛЕТАТЕЛЬНЫЕ АППАРАТЫ Е. Д. Егорова, Е. А. Ищенко, А. Е. Медведев, Д. К. Прокурина, С. М. Федоров	90
РЕАЛИЗАЦИЯ АНТЕННОГО ТРЕКЕРА ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ КАЧЕСТВА СВЯЗИ С БПЛА Е. Д. Егорова, Е. А. Ищенко, А. С. Копенкин, А. Е. Медведев, Д. В. Пацев, А. П. Тихонов, С. М. Федоров.....	102
АНТЕННАЯ СИСТЕМА НАЗЕМНОГО РАДИОЛОКАТОРА НА ОСНОВЕ ОДНОПРОВОДНЫХ ЛИНИЙ Е. Д. Егорова, Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, Д. К. Прокурина, С. М. Федоров	109
ИССЛЕДОВАНИЕ ИЗМЕНЕНИЙ КРИТИЧЕСКОЙ ЧАСТОТЫ СЛОЯ F2 ИОНОСФЕРЫ В ПЕРИОД ГЕОМАГНИТНЫХ БУРЬ 24-ГО ЦИКЛА СОЛНЕЧНОЙ АКТИВНОСТИ К. А. Сидоренко, А. А. Васенина.....	114
ПРИМЕНЕНИЕ НЕОДНОРОДНОГО ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ЗАПОЛНЕНИЯ ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ НАПРАВЛЕННЫХ СВОЙСТВ АНТЕННЫ ВИВАЛЬДИ К. В. Смусева, Г. К. Усков, А. С. Величкина, А. А. Кононов	119
СНИЖЕНИЕ ОТРАЖАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ С ПРИМЕНЕНИЕМ МЕТАПОВЕРХНОСТЕЙ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ОУМ И ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ РАСФОКУСИРОВКИ М. В. Азаров.....	125
ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ ПРИЕМНЫХ СТРУКТУР КОЛЬЦЕВОГО ТИПА НА ОСНОВЕ ВЕРТИКАЛЬНЫХ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКИХ АНТЕНН М. В. Кныш, С. Н. Разиньков, О. Э. Разинькова, А. В. Савченко	132
СРАВНЕНИЕ ДИАГРАММ РАССЕЯНИЯ МЕТАПОВЕРХНОСТЕЙ ШАХМАТНОГО ТИПА В ПАКЕТЕ ПРОГРАММ COMSOL MULTIPHYSICS И CST STUDIO SUITE М. М. Падалинский, А. Н. Кофанов, А. В. Старосек, И. Ш. Фитаев, А. С. Мазинов ...	143
ИССЛЕДОВАНИЕ СТРУКТУРЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ПОЛУВОЛНОВОГО ВИБРАТОРА В ЗОНЕ ФРЕНЕЛЯ О. В. Потапова, А. С. Иванов	148
ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СТРОИТЕЛЬНЫХ МАТЕРИАЛОВ С. А. Варнаков, Ю. А. Костычов, А. С. Ященко, С. В. Кривальцевич	152

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ХАРАКТЕРИСТИКИ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ ИЗ ДВУХ ПРОИЗВОЛЬНО ОРИЕНТИРОВАННЫХ ВИБРАТОРОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АЛГЕБРЫ КВАТЕРНИОНОВ С. В. Землянский, С. Е. Мищенко.....	158
МОДЕЛИРОВАНИЕ АНТЕННЫ КВ ДИАПАЗОНА МАЛЫХ РАЗМЕРОВ С. В. Шахтанов, М. Н. Окунева.....	168
МЕТОД АНАЛИЗА СПИРАЛЬНЫХ АНТЕНН БЕСПИЛОТНЫХ АВИАЦИОННЫХ ПЛАТФОРМ МУЛЬТИРОТОРНОГО ТИПА С. Н. Разиньков, А. В. Богословский, Е. В. Бредихина, И. Л. Триколенко	173
ЛАБОРАТОРНАЯ УСТАНОВКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДИАГРАММ ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ ОБЪЁМНЫХ ТЕЛ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ Т. С. Багунц, А. В. Володько, Е. А. Ищенко, Р. В. Кузьменко, Д. К. Прокурина, А. В. Рябикин.....	179
МОДЕЛИРОВАНИЕ ЦИФРОВОГО ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ КВ-ДИАПАЗОНА ПОСЛЕ ПРОХОЖДЕНИЯ ПРОСТОЙ ОДНОСКАЧКОВОЙ ИОНОСФЕРЫ НА ОСНОВЕ ТРАССИРОВКИ ЛУЧЕЙ Ю. Б. Нечаев, И. В. Пешков.....	186
РАДИОСИСТЕМА С ФИКСИРОВАННОЙ ДАЛЬНОСТЬЮ ДЕЙСТВИЯ НА ОСНОВЕ ВОЛН С НЕНУЛЕВЫМ ОРБИТАЛЬНЫМ УГЛОВЫМ МОМЕНТОМ Ю. М. Мелёшин	193
ИССЛЕДОВАНИЕ НАПРАВЛЕННЫХ СВОЙСТВ ДИСКОКОНУСНОЙ АНТЕННЫ С ИЗОГНУтыМ ДИСКОМ Ю. Н. Богданов, А. В. Иванов	198
ТУРНИКЕТНАЯ АНТЕННА КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ ДЕЦИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН Ю. С. Русов, К. Д. Соломонов, О. Е. Смирнов	203
Секция 9. Помехи. Электромагнитная совместимость. Радио- и оптоэлектронная разведка и подавление	
АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ШИРИНЫ СПЕКТРА МОЩНОСТИ ПОМЕХИ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ СИСТЕМЫ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ СЕЛЕКЦИИ СИГНАЛОВ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ А. А. Волков	208
СПОСОБ ГРУППОВОЙ ЗАЩИТЫ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ А. А. Донцов, Д. В. Смирнов	215
РИСК ПОЛУЧЕНИЯ ОШИБОЧНЫХ ОЦЕНОК, ХАРАКТЕРИЗУЮЩИХ ВОЗМОЖНОСТИ СИЛ И СРЕДСТВ РАЗВЕДКИ А. А. Петроchenko, K. N. Чугай	219

СХЕМОТЕХНИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО ДРОССЕЛЯ ДЛЯ ЗАДАЧ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭМС	229
А. В. Гудков, М. А. Ромашенко	229
УСТРОЙСТВО ДЛЯ ДИСТАНЦИОННОГО МОНИТОРИНГА РАБОТОСПОСОБНОСТИ МНОГОКАНАЛЬНОГО РАДИОПЕРЕДАТЧИКА	234
А. В. Тихонова, А. В. Журавлев, Д. А. Пищулин, В. С. Бирин	234
ПРИМЕНЕНИЕ ГЕНЕРАТОРОВ ХАОТИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ПОМЕХ НА КАНАЛЫ УПРАВЛЕНИЯ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИМИ КОМПЛЕКСАМИ	241
А. С. Мартынов, А. С. Шабардин	241
ВАРИАНТЫ ПОСТРОЕНИЯ КОМПЛЕКСА РАДИОМОНИТОРИНГА НА ОСНОВЕ МНОГОКАНАЛЬНОГО ПРИЕМНИКА С СУБДИСКРЕТИЗАЦИЕЙ	247
А. С. Подстригаев, И. А. Астафьев.....	247
МЕТОДИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ К ОПРЕДЕЛЕНИЮ ОПТИМАЛЬНОЙ ТОЧКИ ПОСТАНОВКИ ПОМЕХ ОПТИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА	255
А. Ю. Козирацкий, О. В. Смынтына, А. И. Гречев, А. В. Чёнгин	255
ТРЕХМЕРНЫЕ МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ	262
В. В. Глотов, Н. Д. Майков	262
МЕРЫ ПОМЕХОЗАЩИТЫ БОРТОВОГО РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ МУЛЬТИРОТОРНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ	267
В. К. Епанчинцев, А. П. Чеботарёва, И. А. Чебышев, А. С. Костюков	267
ПРОГНОЗ ПАРАМЕТРОВ НАИБОЛЕЕ ОПАСНОГО ПОДАВЛЯЮЩЕГО СИГНАЛА ДЛЯ БЕСПИЛОТНЫХ АВИАЦИОННЫХ СРЕДСТВ С ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫМ ПРОТОКОЛОМ СВЯЗИ ELRS	275
Д. А. Пищулин, С. И. Бабусенко, А. В. Журавлев, А. В. Тихонова	275
МЕТОД КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ RFID СИГНАЛОВ УВЧ ДИАПАЗОНА ПО ОБРАТНОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ «РАДИОЧАСТОТНАЯ МЕТКА – УСТРОЙСТВО ОПРОСА»	282
Д. С. Клюев, Д. Л. Мясников.....	282
СОЗДАНИЕ ДАТАСЕТА ЗАШУМЛЕННЫХ RFID СИГНАЛОВ ДЛЯ ОБУЧЕНИЯ НЕЙРОННОЙ СЕТИ	288
Д. С. Клюев, Д. Л. Мясников.....	288
СОЗДАНИЕ НЕЙРОННОЙ СЕТИ ДЛЯ КЛАССИФИКАЦИИ ЗАШУМЛЕННЫХ СИГНАЛОВ РАДИОЧАСТОТНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ	292
Д. С. Клюев, Д. Л. Мясников.....	292

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ КОГЕРЕНТНОГО ПРИЕМА OFDM-СИГНАЛА С ДВУХПОЗИЦИОННОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ ПОДНесУЩИХ НА ФОНЕ СЛУЧАЙНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ИМПУЛЬСОВ ГАУССОВСКОЙ ПОМЕХИ Е. Р. Антипенский, А. А. Волков, К. Ю. Ложкин	297
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИИ SDR ДЛЯ МОНИТОРИНГА РАДИОЧАСТОТНОГО СПЕКТРА И. В. Гилев, В. В. Юркин.....	307
МОДИФИЦИРОВАННЫЙ МЕТОД ЦИФРОВОЙ КОРРЕКЦИИ НЕЛИНЕЙНОСТИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОЧАСТОТНЫХ АЦП М. А. Евсеев, С. А. Ермаков, В. П. Рошупкин, В. А. Бокарев, М. В. Бобешко.....	311
ПЕЛЕНГОВАНИЕ ИСТОЧНИКОВ ПОЛЯРИЗОВАННЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ МАТРИЧНОЙ КОМПЛЕКСНОЙ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПЕЛЕНГАЦИОННОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ М. Л. Артемов, Е. С. Артемова, М. П. Сличенко3 С. П. Трушин	316
ЭФФЕКТИВНОСТЬ СОСТАЗАТЕЛЬНОЙ FGSM-АТАКИ НА НЕЙРОННЫЕ СЕТИ ДЕТЕКТИРОВАНИЯ И КЛАССИФИКАЦИИ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ М. О. Бердник, И. Ф. Купряшкин	322
АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА В СОЗДАНИИ ВЫСОКОТОЧНЫХ ЦИФРОВЫХ МОДЕЛЕЙ МЕСТНОСТИ И ЕГО РОЛЬ В ОПТИМИЗАЦИИ ГРАДОСТРОИТЕЛЬСТВА М. Э. Самойлов, Д. В. Поддубный.....	332
УГЛОМЕСТНОЕ ПЕЛЕНГОВАНИЕ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ ИНТЕГРАЛЬНОГО ОПЕРАТОРА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ О. В. Афанасьев, М. П. Сличенко, М. И. Козлов.....	340
МЕТОДЫ И СРЕДСТВА РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ П. О. Гончаров, А. В. Лубенцов.	348
ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА СИСТЕМЫ МНОГОЗОНАЛЬНОЙ ВСЕРАКУРСНОЙ ЗАЩИТЫ АВИАЦИОННОГО КОМПЛЕКСА ОТ УПРАВЛЯЕМЫХ РАКЕТ С ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННОЙ ГОЛОВКОЙ САМОНАВЕДЕНИЯ Р. Г. Хильченко, Е. М. Шутько	351
МЕТОД СОХРАНЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА АЦП С КОРРЕКЦИЕЙ НЕЛИНЕЙНОСТИ РАЗМЫВАЮЩИМ СИГНАЛОМ С. А. Ермаков, М. А. Евсеев, А. Г. Чурсин, В. П. Рошупкин, В. А. Бокарев, М. В. Бобешко	361
ОБОСНОВАНИЕ АЛГОРИТМА УПРАВЛЕНИЯ ПОМЕХОВЫМИ КАНАЛАМИ СТАНЦИЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ ЗАЩИТЫ МАЛОРАЗМЕРНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ	

С. К. Турбин, И. В. Русаков	367
МЕТОДИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЧАСТОТНО-ТЕРРИОРИАЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ В УСЛОВИЯХ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ ПРОТИВНИКА, ОСНОВАННОЕ НА ФОРМИРОВАНИИ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ	
С. Н. Яншин, С. А. Алейников, Д. А. Солгалов	373
АЛГОРИТМЫ ОБЪЕДИНЕНИЯ ЗАСЕЧЕК В УГЛОМЕРНОЙ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОСИСТЕМЕ	
Э. А. Кирсанов, Р. В. Алексеев	381
Секция 10. Радиотехнические устройства. Автоматизированные измерительные комплексы. Электроника. Техника СВЧ	
МОДЕЛИ ОЦЕНКИ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ НАБЛЮДЕНИЯ В ХОДЕ ТРАЕКТОРНОГО КОНТРОЛЯ БЕСПИЛОТНЫМИ ИЗМЕРИТЕЛЯМИ	
А. А. Васильченко	390
ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ КОМПЛЕКСОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ	
А. А. Васильченко, В. С. Марюхненко, В. А. Горжий	396

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ МИКРОПОЛОСКОВОГО ВИБРАТОРА, УЧИТЫВАЮЩАЯ ЕГО КОНЕЧНУЮ ПРОВОДИМОСТЬ

Д. С. Клюев¹, А. М. Нещерет^{1,2}, А. И. Половинкин¹,
Ю. В. Соколова¹, Е. М. Кузнецов¹, Д. С. Федоров¹

¹ФГБОУ ВО «Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики» (ПГУТИ), Самара, РФ

²АО «Самарское инновационное предприятие радиосистем» (АО «СИП РС»), Самара, РФ

Аннотация. В этой работе разработана оригинальная математическая модель микрополоскового вибратора, учитывающая ограниченную проводимость металла, используемого для его изготовления. Модель основана на методах сингулярных интегральных уравнений. Приведены результаты вычислений, демонстрирующие распределение тока по поверхности вибратора для случаев как конечной, так и бесконечной проводимости его элементов. Проведено сравнение полученных данных.

Ключевые слова: микрополосковый вибратор, распределение тока, конечная проводимость, тепловые потери, сингулярное интегральное уравнение.

MATHEMATICAL MODEL OF A MICROSTRIP DIPOLE TAKING INTO ACCOUNT ITS FINITE CONDUCTIVITY

D. S. Klyuev¹, A. M. Neshcheret^{1,2}, A. I. Polovinkin¹,
Yu. V. Sokolova¹, E. M. Kuznetsov¹, D. S. Fedorov¹

¹ Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Russia

²JSC “Samara Innovative Business Radio Systems” (JSC “SIB RS”)

Abstract. In this paper, an original mathematical model of a microstrip dipole is developed, taking into account the limited conductivity of the metal used for its manufacture. The model is based on the methods of singular integral equations. The results of calculations are presented, demonstrating the distribution of current over the dipole surface for cases of both finite and infinite conductivity of its elements. A comparison of the obtained data is carried out.

Keywords: microstrip dipole, current distribution, finite conductivity, heat loss, singular integral equation.

1. ВВЕДЕНИЕ

Сегодня существует множество научных работ, посвященных исследованию микрополоскового вибратора. Однако в большинстве из них предполагается, что вибратор обладает идеальной проводимостью, то есть не учитывается ограниченная проводимость его элементов и связанные с этим тепловые потери. Безусловно, учет конечной проводимости незначительно повлияет на такие параметры, как напряженность электрического и магнитного полей излучения, а следовательно, на диаграмму направленности и коэффициент усиления, поскольку эти характеристики являются интегральными. Тем не менее, влияние на входное сопротивление, а значит и на КСВ (коэффициент стоячей волны), может быть значительным. Кроме того, проводимость материала напрямую влияет на коэффициент усиления.

Большинство известных математических моделей микрополоскового вибратора, таких как [1, 2], а также сингулярное интегральное уравнение (СИУ), представленное в исследованиях [3-5], основаны на допущении идеального проводника. Это означает, что проводимость вибратора не учитывается в качестве параметра в этих уравнениях, так как предполагается, что она бесконечно велика. В данной работе предпринята попытка расширить СИУ [3], включив в рассмотрение случай конечной проводимости плеч вибратора.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ. СИНГУЛЯРНОЕ ИНТЕГРАЛЬНОЕ УРАВНЕНИЕ

Микрополосковый вибратор представляет собой тонкий идеально проводящий проводник длиной $2l$ и шириной $2a$, расположенный на диэлектрической подложке с односторонней металлизацией и возбуждаемый в области разрыва шириной $2b$ генератором высокой частоты (рисунок 1). Под воздействием ЭДС генератора на поверхности вибратора возникают электрические токи, которые распределяются на его поверхности таким образом, что создаваемое ими электромагнитное поле (ЭМП) удовлетворяет уравнениям Максвелла [3].

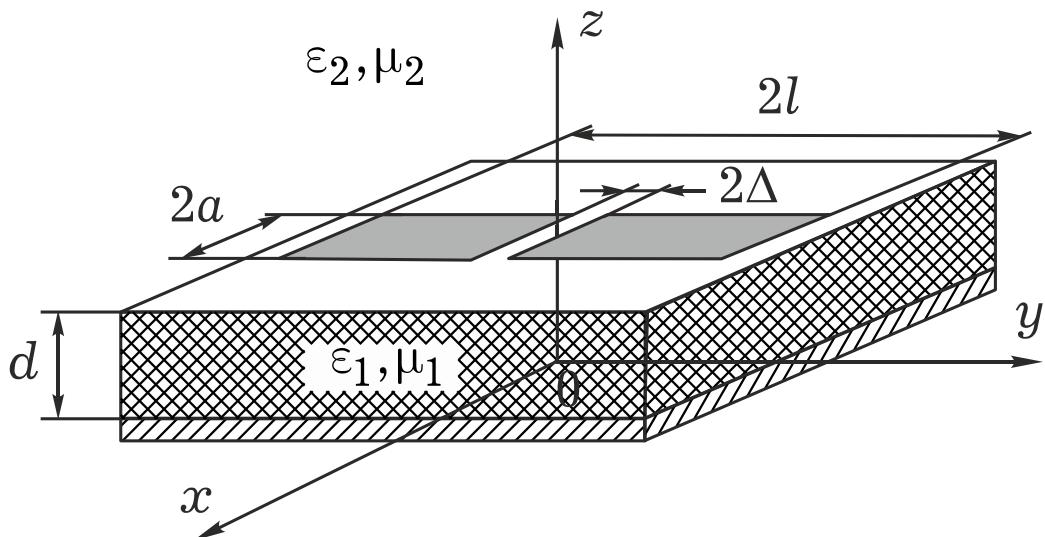


Рис. 1. Геометрия задачи

Для определения влияния проводимости на характеристики вибратора необходимо определить функцию распределения поверхностной плотности тока, зависящую от ее значения [3].

$$\eta_y(x, y) = \frac{f(y)}{\sqrt{1 - (x/a)^2}}, \quad (1)$$

где $f(y)$ — функция, характеризующая продольное распределение поверхностной плотности тока на полоске (по координате y).

Известно так называемое сингулярное интегральное представление (СИП) y -составляющей напряженности электрического поля излучения E_y на плоскости $z=d$ микрополоскового вибратора [3]:

$$\begin{aligned}
E_y(x, y, z=d) = & \\
= -\frac{a}{4\pi} \int_{-l}^l f'(y') \left(\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{J_0(\beta a)}{ih} [Z_{11}(\beta, h) - Z_{11}^{\infty}(\beta, h)] e^{-i\beta x} e^{-ih(y-y')} d\beta dh \right) dy' - & (2) \\
- i \frac{a}{2\pi\omega\epsilon_0[\epsilon_2 + \epsilon_1]} \zeta(x) \int_{-l}^l \frac{f'(y')}{(y'-y)} dy'.
\end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned}
Z_{11} = & -\frac{\alpha \cdot (\omega\mu_0\mu_1\mu_2r_1r_2)}{h^2\beta^2(\mu_1r_1 + \mu_2r_2i\operatorname{ctg}(r_1d))^2 - \alpha(\mu_1r_1\gamma_2 + \mu_2r_2\gamma_1i\operatorname{ctg}(r_1d))}, \\
Z_{11}^{\infty}(\beta, h) = & \frac{ih \operatorname{sgn}(h)}{\omega\epsilon_0[\epsilon_2 + \epsilon_1]}, \\
\alpha = & \left[\mu_1r_1(k^2\epsilon_2\mu_2 - h^2) + \mu_2r_2(k^2\epsilon_1\mu_1 - h^2)i\operatorname{ctg}(r_1d) \right], \\
\gamma_{1,2} = & \left(k^2\epsilon_{1,2}\mu_{1,2} - \beta^2 \right), \\
r_{1,2} = & \sqrt{k^2\epsilon_{1,2}\mu_{1,2} - \beta^2 - h^2}, \\
\zeta(x) = & \begin{cases} \frac{2}{\sqrt{a^2 - x^2}}, & |x| < a, \\ 0, & |x| > a, \end{cases} \\
f'(y') = & \frac{df(y')}{dy'},
\end{aligned}$$

J_0 — функция Бесселя первого рода нулевого порядка; $k = \omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0}$ — волновое число; ω — циклическая частота, ϵ_0 — электрическая постоянная, μ_0 — магнитная постоянная, ϵ_1 , μ_1 — относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости подложки соответственно; ϵ_2 , μ_2 — относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости окружающей среды соответственно.

Подставляя в (2) приближенные граничные условия Леонтовича-Щукина [7] и полагая $x=0$, получаем СИУ, которое учитывает конечное значение проводимости плеч вибратора

$$\begin{aligned}
\frac{1}{\pi} \int_{-l}^l \frac{f'(y')}{(y'-y)} dy' = & -i\omega\epsilon_0[\epsilon_2 + \epsilon_1] E_y^{\text{ct}}(x=0, y, z=d) + \frac{ai\omega\epsilon_0[\epsilon_2 + \epsilon_1]}{4\pi} \times \\
\times \int_{-l}^l f'(y') \left(\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{J_0(\beta a)}{ih} [Z_{11}(\beta, h) - Z_{11}^{\infty}(\beta, h)] e^{-ih(y-y')} d\beta dh \right) dy',
\end{aligned}$$

где

$$E_y(y) = \begin{cases} Z_S f(y) & \text{при } z \in [-l, l_0 - b] \cup [l_0 + b, l], \\ -E_y^{\text{ст}}(y) & \text{при } z \in [l_0 - b, l_0 + b], \end{cases}$$

$E_y^{\text{ст}}$ — y -составляющая стороннего электрического поля в зазоре вибратора, Z_S — поверхностное сопротивление вибратора равное [4]

$$Z_S = \frac{1+i}{\sigma \Delta}, \quad \Delta = 1 / \sqrt{\frac{\omega \mu_p \mu_0 \sigma}{2}},$$

где σ — удельная проводимость плеч вибратора; μ_p — относительная магнитная проницаемость плеч вибратора.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенная математическая модель микрополоскового вибратора позволяет рассчитывать его электродинамические характеристики с учетом конечной проводимости металла, из которого он изготовлен. Ее можно обобщить на другие микрополосковые антенны.

ЛИТЕРАТУРА

1. Handbook of Microstrip Antennas / Ed. J. R. James, P. S. Hall. London: Peter Peregrinus Ltd, 1989. - 856 p.
2. Панченко Б.А., Князев С.Т., Нечаев Ю.Б., Николаев В.И., Шабунин С.Н. Электродинамический расчёт характеристик полосковых антенн. М.: Радио и связь, 2002. - 256 с.
3. 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. - 216 с.
4. Нещерет А.М. Анализ микрополосковых антенн с подложками из киральных метаматериалов методом сингулярных интегральных уравнений. // Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2018, Т. 21, № 4. - С. 6-16.
5. Бузов А.Л., Клюев Д.С., Курушкин М.С., Нещерет А.М., Усатенко Т.О., Кабанов В.А. Методы решения некорректных задач электродинамического анализа излучающих структур на основе киральных метаматериалов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2019, Т. 22, № 4-1. - С. 7-19.
6. Беспалов А.Н., Бузов А.Л., Клюев Д.С., Нещерет А.М. Исследование антенных комплексов с использованием киральных метаматериалов и фрактальной геометрии излучателей для систем MIMO // Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2020, Т. 23, № 4. - С. 97-110.
7. Пименов Ю.В., Вольман В.И., Муравцов А.Д. Техническая электродинамика / Под ред. Ю.В. Пименова. М.: Радио и связь, 2002. 536 с.

REFERENCES

1. Handbook of Microstrip Antennas / Ed. J. R. James, P. S. Hall. London: Peter Peregrinus Ltd, 1989. - 856 p.
2. Panchenko B.A., Knyazev S.T., Nечаев Yu.B., Nikolaev V.I., Shabunin S.N. Electrodynamics calculation of strip antenna characteristics. Moscow: Radio and Communications, 2002. - 256 p.

3. 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. - 216 p.
4. Neshcheret A.M. Analysis of microstrip antennas with substrates made of chiral metamaterials by the method of singular integral equations. // Physics of wave processes and radio engineering systems, 2018, Vol. 21, No. 4. - P. 6-16.
5. Buzov A.L., Klyuev D.S., Kurushkin M.S., Neshcheret A.M., Usatenko T.O., Kabanov V.A. Methods for solving ill-posed problems of electrodynamic analysis of radiating structures based on chiral metamaterials // Physics of Wave Processes and Radio Systems, 2019, Vol. 22, No. 4-1. - P. 7-19.
6. Bespalov A.N., Buzov A.L., Klyuev D.S., Neshcheret A.M. Study of antenna systems using chiral metamaterials and fractal geometry of emitters for MIMO systems // Physics of Wave Processes and Radio Systems, 2020, Vol. 23, No. 4. - P. 97-110.
7. Pimenov Yu.V., Volman V.I., Muravtsov A.D. Technical electrodynamics / Ed. Yu.V. Pimenov. Moscow: Radio and Communications, 2002. 536 p.

МАТРИЦА ПОВЕРХНОСТНЫХ ИМПЕДАНСОВ МНОГОЭЛЕМЕНТНОЙ КОНФОРМНОЙ ИЗЛУЧАЮЩЕЙ СТРУКТУРЫ С КИРАЛЬНЫМ ЗАПОЛНЕНИЕМ

Д. С. Клюев¹, А. М. Нещерет^{1,2}, Ю. В. Соколова¹

¹Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики,
Самара, РФ

²Самарское инновационное предприятие радиосистем, Самара, РФ

Аннотация. В данной работе описана методика определения элементов матрицы поверхности импедансов многоэлементной конформной излучающей структуры с киральным заполнением.

Ключевые слова: матрица поверхностных импедансов; киральность; конформная излучающая структура.

MATRIX OF SURFACE IMPEDANCES OF A MULTI-ELEMENT CONFORMAL RADIATING STRUCTURE WITH CHIRAL FILLING

D. S. Klyuev¹, A. M. Neshcheret^{1,2}, Yu. V. Sokolova¹

¹Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia

²Samara innovative business radio systems, Samara, Russia

Abstract. This paper describes a technique for determining the elements of a matrix of surface impedances of a multi-element conformal radiating structure with chiral filling.

Keywords: matrix of surface impedances; chirality; conformal radiating structure.

1. ВВЕДЕНИЕ

К настоящему времени опубликовано достаточно много научных статей, монографий, описаны и запатентованы сотни конструктивных и функциональных разновидностей полосковых и конформных одно- и многоэлементных излучающих структур (антенн). Столь пристальный интерес обусловлен в первую очередь достоинствами такого типа структур: улучшенными массогабаритными характеристиками, возможностью применения современных технологий при серийном производстве, как излучателей, так и устройств возбуждения, согласования и управления характеристиками излучения таких структур.

Однако технология полосковых (микрополосковых) и конформных излучающих структур (антенн), которая была столь многообещающей около двух десятилетий назад, ныне достигла своих пределов относительно сокращения габаритов СВЧ-устройств. Поэтому поиск новых подходов к созданию микроволновой техники в последнее время существенно активизировался. Одним из перспективных направлений в создании излучающих структур (антенн) нового поколения связано с использованием в их конструкции искусственных композитных метаматериалов, доказавших на данный момент, свою эффективность.

Работ, посвященных моделированию полосковых (микрополосковых) и конформных излучающих структур (антенн) с использованием метаматериалов не так много. В этой работе сделана попытка заполнить этот пробел.

2. МАТРИЦА ПОВЕРХНОСТНЫХ ИМПЕДАНСОВ

В работе рассмотрена многоэлементная конформная излучающая структура на основе киральных метаматериалов (МКИС), представленная на рис. 1. Данная МКИС представляет собой цилиндр конечного радиуса R_0 , который заполнен биизотропной киральной средой с макроскопическими параметрами ϵ_1 , μ_1 , χ , на поверхности которого, расположено произвольное количество бесконечно тонких и идеально проводящих прямоугольных полосок (излучателей), длина которых составляет $2l_m$, где m – порядковый номер излучателя. Ширина данных излучателей составляет $2a_m$, а расстояние между ними – Δ_m . Область за цилиндром представляет собой диэлектрическое пространство с макроскопическими параметрами ϵ_2 , μ_2 . Макроскопические параметры ϵ_1 , ϵ_2 , μ_1 , μ_2 – это относительные диэлектрические и магнитные проницаемости цилиндра и диэлектрического пространства, соответственно, а χ – параметр киральности цилиндра.

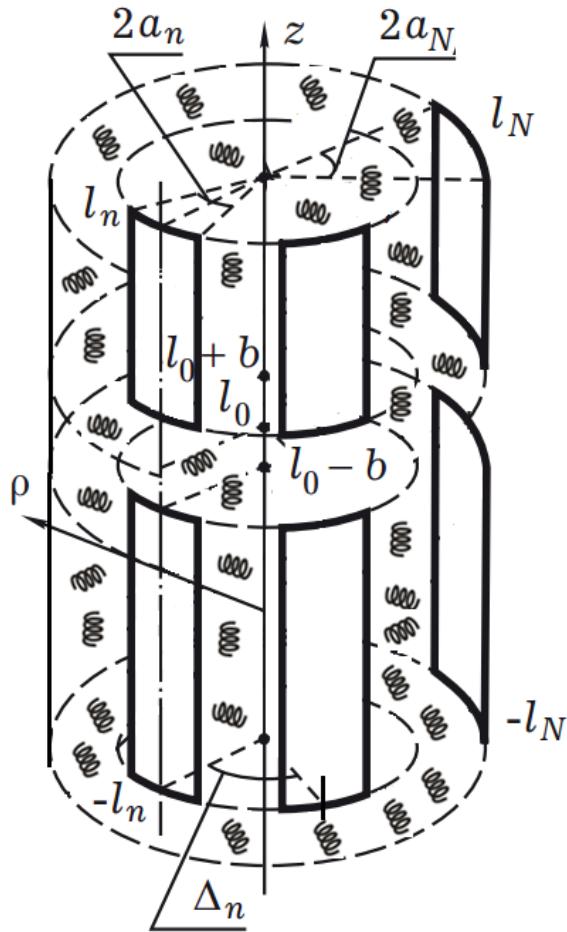


Рис. 1. Многоэлементная конформная излучающая структура с киральным заполнением

В связи с тем, что используются именно Фурье-образы было произведено разложение векторов электрического \vec{E} и магнитного \vec{H} полей, а также вектора поверхности плотности тока $\vec{\eta}$ на излучателе по азимутальной координате φ в ряд Фурье, а по продольной координате z – в интеграл Фурье.

$$\begin{aligned}
\vec{E}(\rho, \varphi, z) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \exp(in\varphi) \int_{-\infty}^{\infty} [\bar{\rho}_0 T_{\rho}(n, h, \rho) + \bar{\varphi}_0 T_{\varphi}(n, h, \rho) + \bar{z}_0 T_z(n, h, \rho)] \exp(-ihz) dh, \\
\vec{H}(\rho, \varphi, z) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \exp(in\varphi) \int_{-\infty}^{\infty} [\bar{\rho}_0 M_{\rho}(n, h, \rho) + \bar{\varphi}_0 M_{\varphi}(n, h, \rho) + \bar{z}_0 M_z(n, h, \rho)] \exp(-ihz) dh, \\
\vec{\eta}(\varphi, z) &= [\vec{n}_0, \vec{H}^{(2)}(\rho = R_0, \varphi, z) - \vec{H}^{(1)}(\rho = R_0, \varphi, z)] = \\
&= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \exp(in\varphi) \int_{-\infty}^{\infty} [\bar{\varphi}_0 F_{\varphi}(n, h, R_0) + \bar{z}_0 F_z(n, h, R_0)] \exp(-ihz) dh.
\end{aligned} \tag{1}$$

Где

$$\begin{aligned}
\bar{T}(n, h, \rho) &= \frac{1}{4\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} [\bar{\rho}_0 E_x(\varphi', z', \rho) + \bar{\varphi}_0 E_y(\varphi', z', \rho) + \bar{z}_0 E_z(\varphi', z', \rho)] \exp(-in\varphi' + ihz') d\varphi' dz', \\
\bar{M}(n, h, \rho) &= \frac{1}{4\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} [\bar{\rho}_0 H_x(\varphi', z', \rho) + \bar{\varphi}_0 H_y(\varphi', z', \rho) + \bar{z}_0 H_z(\varphi', z', \rho)] \exp(-in\varphi' + ihz') d\varphi' dz', \\
\bar{F}(n, h) &= \frac{1}{4\pi^2} \int_{-a-l}^a \int_{-l}^l [\bar{\varphi}_0 \eta_{\varphi}(\varphi', z') + \bar{z}_0 \eta_z(\varphi', z')] \exp(-in\varphi' + ihz') d\varphi' dz'.
\end{aligned}$$

$i = \sqrt{-1}$ — мнимая единица; $\bar{\rho}_0$, $\bar{\varphi}_0$, \bar{z}_0 — единичные векторы (орты); \vec{n}_0 — вектор нормали к границе раздела областей, направленный из области $\rho < R_0$ в область $\rho > R_0$; $\vec{H}^{(1)}(\rho = R_0, \varphi, z)$, $\vec{H}^{(2)}(\rho = R_0, \varphi, z)$ — векторы напряженностей магнитного поля, определяемые в плоскости $\rho = R_0$ областей $\rho < R_0$ и $\rho > R_0$, соответственно; $\{E_{\rho}, E_{\varphi}, E_z\}$, $\{H_{\rho}, H_{\varphi}, H_z\}$, $\{\eta_{\varphi}, \eta_z\}$ — проекции векторов напряженности электрического \vec{E} и магнитного \vec{H} полей, а также поверхностной плотности тока $\vec{\eta}$ на координатные оси. $\{T_{\rho}, T_{\varphi}, T_z\}$, $\{M_{\rho}, M_{\varphi}, M_z\}$, $\{F_{\varphi}, F_z\}$ — проекции Фурье-образов напряженности электрического \vec{E} и магнитного \vec{H} полей, а также поверхностной плотности тока $\vec{\eta}$ на координатные оси.

В (1) было также учтено, что функция распределения поверхностной плотности тока отлична от нуля только на поверхности излучателя, который находится на поверхности цилиндра, где $\varphi \in [-a, a]$, $z \in [-l, l]$.

Определим матрицу поверхностных адmittансов границы раздела диэлектрическое пространство — биизотропная киральная среда. Для этого запишем соответствующие уравнения Максвелла с учетом специальных материальных уравнений для биизотропной киральной среды в цилиндрической системе координат:

$$\begin{aligned}
\frac{1}{\rho} \frac{\partial E_z^{(1)}}{\partial \phi} - \frac{\partial E_{\phi}^{(1)}}{\partial z} &= -i\omega\mu_0\mu_1 H_{\rho}^{(1)} \pm k\chi E_{\rho}^{(1)} & \frac{1}{\rho} \frac{\partial H_z^{(1)}}{\partial \phi} - \frac{\partial H_{\phi}^{(1)}}{\partial z} &= i\omega\epsilon_0\epsilon_1 E_{\rho}^{(1)} \pm k\chi H_{\rho}^{(1)} \\
\frac{\partial E_{\rho}^{(1)}}{\partial z} - \frac{\partial E_z^{(1)}}{\partial \rho} &= -i\omega\mu_0\mu_1 H_{\phi}^{(1)} \pm k\chi E_{\phi}^{(1)} & \frac{\partial H_{\rho}^{(1)}}{\partial z} - \frac{\partial H_z^{(1)}}{\partial \rho} &= i\omega\epsilon_0\epsilon_1 E_{\phi}^{(1)} \pm k\chi H_{\phi}^{(1)} \\
\frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} (\rho E_{\phi}^{(1)}) - \frac{1}{\rho} \frac{\partial E_{\rho}^{(1)}}{\partial \phi} &= -i\omega\mu_0\mu_1 H_z^{(1)} \pm k\chi E_z^{(1)} & \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} (\rho H_{\phi}^{(1)}) - \frac{1}{\rho} \frac{\partial H_{\rho}^{(1)}}{\partial \phi} &= i\omega\epsilon_0\epsilon_1 E_z^{(1)} \pm k\chi H_z^{(1)}
\end{aligned} \tag{2}$$

Производя определенные алгебраические преобразования, выразим $E_\varphi^{(1)}$, $H_\varphi^{(1)}$ через $E_z^{(1)}$, $H_z^{(1)}$ из уравнений (2), а затем разложим составляющие $E_\varphi^{(1)}$, $H_\varphi^{(1)}$, $E_z^{(1)}$, $H_z^{(1)}$ в ряд и интеграл Фурье. После подстановки и алгебраических преобразований получим выражения связи тангенциальных составляющих Фурье-образов напряженностей электрического и магнитного полей ($T_\varphi^{(1)}$, $M_\varphi^{(1)}$, с $T_z^{(1)}$, $M_z^{(1)}$) в биизотропной киральной среде:

$$M_\varphi^{(1)} = \frac{1}{\left(k^2(\varepsilon_1\mu_1 + \chi^2) - h^2\right)^2 - 4k^4\varepsilon_1\mu_1\chi^2} \times \\ \times \begin{bmatrix} -i\omega\varepsilon_0\varepsilon_1(k^2(\varepsilon_1\mu_1 - \chi^2) - h^2)\frac{\partial T_z^{(1)}}{\partial\rho} + (k^2(\varepsilon_1\mu_1 + \chi^2) - h^2)\frac{1}{\rho}nhM_z^{(1)} \mp \\ \mp k\chi(k^2(\chi^2 - \varepsilon_1\mu_1) - h^2)\frac{\partial M_z^{(1)}}{\partial\rho} \mp i\omega\varepsilon_0\varepsilon_1\frac{2k\chi}{\rho}nhT_z^{(1)} \end{bmatrix}, \quad (2a)$$

$$T_\varphi^{(1)} = \frac{1}{\left(k^2(\varepsilon_1\mu_1 + \chi^2) - h^2\right)^2 - 4k^4\varepsilon_1\mu_1\chi^2} \times \\ \times \begin{bmatrix} i\omega\mu_0\mu_1(k^2(\varepsilon_1\mu_1 - \chi^2) - h^2)\frac{\partial M_z^{(1)}}{\partial\rho} + (k^2(\varepsilon_1\mu_1 + \chi^2) - h^2)\frac{1}{\rho}nhT_z^{(1)} \mp \\ \mp k\chi(k^2(\chi^2 - \varepsilon_1\mu_1) - h^2)\frac{\partial T_z^{(1)}}{\partial\rho} \pm i\omega\mu_0\mu_1\frac{2k\chi}{\rho}nhM_z^{(1)} \end{bmatrix} \quad (2b)$$

Для определения составляющих Фурье-образов напряженностей электрического $T_z^{(1)}$ и магнитного $M_z^{(1)}$ полей запишем систему дифференциальных уравнений для электрического и магнитного полей в биизотропной киральной среде в цилиндрической системе координат и разложим в интеграл Фурье. После этого возьмём производные по азимутальной и продольной координатам и перейдем к системе уравнений относительно Фурье-образов:

$$\frac{\partial^2 T_z}{\partial\rho^2} + \frac{1}{\rho}\frac{\partial T_z}{\partial\rho} + \left[k^2(\varepsilon_1\mu_1 + \chi^2) - h^2 - \frac{n^2}{\rho^2}\right]T_z \mp 2i\omega\mu_0\mu_1k\chi M_z = 0, \\ \frac{\partial^2 M_z}{\partial\rho^2} + \frac{1}{\rho}\frac{\partial M_z}{\partial\rho} + \left[k^2(\varepsilon_1\mu_1 + \chi^2) - h^2 - \frac{n^2}{\rho^2}\right]M_z \pm 2i\omega\varepsilon_0\varepsilon_1k\chi T_z = 0. \quad (3)$$

Выражения Фурье-образов $T_z^{(1)}$ и $M_z^{(1)}$ определяются из решения системы дифференциальных уравнений (3):

$$T_z^{(1)} = C_R J_n(-i\gamma_R \rho) + C_L J_n(-i\gamma_L \rho), \\ M_z^{(1)} = \pm i \sqrt{\frac{\varepsilon_0\varepsilon_1}{\mu_0\mu_1}} [C_R J_n(-i\gamma_R \rho) - C_L J_n(-i\gamma_L \rho)] \quad (4)$$

где $\gamma_R = \sqrt{h^2 - k^2(\varepsilon_1\mu_1 + \chi^2)}$; $\gamma_L = \sqrt{h^2 - k^2(\varepsilon_1\mu_1 - \chi^2)}$; C_R , C_L - некоторые константы, $J_n(x)$ - функция Бесселя n -го порядка.

Элементы матрицы входных адмитансов кирального заполнения $Y_{11}^{(1)}$, $Y_{12}^{(1)}$, $Y_{21}^{(1)}$ и $Y_{22}^{(1)}$ выглядят следующим образом:

$$\begin{aligned} Y_{11}^{(1)} &= 2i \sqrt{\frac{\varepsilon_0 \varepsilon_1}{\mu_0 \mu_1}} \frac{A_R A_L}{(\beta^2 - 4k^4 \varepsilon_1 \mu_1 \chi^2)(A_L - A_R)}, \\ Y_{12}^{(1)} &= -i \sqrt{\frac{\varepsilon_0 \varepsilon_1}{\mu_0 \mu_1}} \frac{A_L + A_R}{A_L - A_R}, \\ Y_{21}^{(1)} &= i \sqrt{\frac{\varepsilon_0 \varepsilon_1}{\mu_0 \mu_1}} \frac{A_L + A_R}{A_L - A_R}, \\ Y_{22}^{(1)} &= 2i \sqrt{\frac{\varepsilon_0 \varepsilon_1}{\mu_0 \mu_1}} \frac{4k^4 \varepsilon_1 \mu_1 \chi^2 - \beta^2}{A_L - A_R}, \end{aligned} \quad (5)$$

где

$$\begin{aligned} A_L &= \frac{J'_n(-i\gamma_L \rho)}{J_n(-i\gamma_L \rho)} k \left(\alpha \sqrt{\varepsilon_1 \mu_1} \mp \chi \xi \right) + \frac{1}{\rho} nh \left(\beta \pm 2k^2 \chi \sqrt{\varepsilon_1 \mu_1} \right), \\ A_R &= -\frac{J'_n(-i\gamma_R \rho)}{J_n(-i\gamma_R \rho)} k \left(\alpha \sqrt{\varepsilon_1 \mu_1} \pm \chi \xi \right) + \frac{1}{\rho} nh \left(\beta \mp 2k^2 \chi \sqrt{\varepsilon_1 \mu_1} \right), \\ \alpha &= k^2 (\varepsilon_1 \mu_1 - \chi^2) - h^2, \\ \beta &= k^2 (\varepsilon_1 \mu_1 + \chi^2) - h^2, \\ \xi &= k^2 (\chi^2 - \varepsilon_1 \mu_1) - h^2. \end{aligned}$$

Выражения для элементов матрицы входных адмитансов диэлектрического пространства (области $\rho > R_0$) являются известными и приведены в [1]:

$$\begin{aligned} Y_{11}^{(2)} &= -i \sqrt{\frac{\varepsilon_0 \varepsilon_1}{\mu_0 \mu_1}} \frac{1}{\rho^2 (k^2 \varepsilon_2 \mu_2 - h^2)} \left[\frac{\rho^2 k^2 \sqrt{\varepsilon_2 \mu_2} H_n^{(2)}(-i\nu_2 \rho)}{H_n^{(2)}(-i\nu_2 \rho)} - \frac{n^2 h^2 H_n^{(2)}(-i\nu_2 \rho)}{\sqrt{\varepsilon_2 \mu_2} H_n^{(2)}(-i\nu_2 \rho)} \right], \\ Y_{12}^{(2)} &= -i \sqrt{\frac{\varepsilon_0 \varepsilon_1}{\mu_0 \mu_1}} \frac{\frac{1}{\rho} nh H_n^{(2)}(-i\nu_2 \rho)}{k \sqrt{\varepsilon_2 \mu_2} H_n^{(2)}(-i\nu_2 \rho)}, \\ Y_{21}^{(2)} &= i \sqrt{\frac{\varepsilon_0 \varepsilon_1}{\mu_0 \mu_1}} \frac{\frac{1}{\rho} nh H_n^{(2)}(-i\nu_2 \rho)}{k \sqrt{\varepsilon_2 \mu_2} H_n^{(2)}(-i\nu_2 \rho)}, \\ Y_{22}^{(2)} &= -i \sqrt{\frac{\varepsilon_0 \varepsilon_1}{\mu_0 \mu_1}} \frac{(k^2 \varepsilon_2 \mu_2 - h^2) H_n^{(2)}(-i\nu_2 \rho)}{k^2 \sqrt{\varepsilon_2 \mu_2} H_n^{(2)}(-i\nu_2 \rho)}, \end{aligned} \quad (6)$$

где $\nu_2 = \sqrt{h^2 - k^2 \varepsilon_2 \mu_2}$

Путем подстановки выражений для элементов входных адмитансов цилиндра с киральным заполнением (5) и выражения для элементов входных адмитансов диэлектрического пространства (6) в формулу (7) определяются элементы матрицы поверхностных адмитансов.

$$Y_{ij} = Y_{ij}^{(+)} - Y_{ij}^{(-)}, \quad (7)$$

где $Y_{ij}^{(-)}$ и $Y_{ij}^{(+)}$ ($i, j = 1, 2$) — элементы матриц входных адмитансов $[Y^{(-)}]$ и $[Y^{(+)}$] областей $\rho < R_0$ и $\rho > R_0$, соответственно,

Окончательно выражения для элементов матрицы поверхностных импедансов конформной излучающей структуры с биизотропным киральным заполнением определяются с использованием выражения:

$$\begin{aligned} Z_{11}(n, h) &= Y_{22}(n, h)/\Delta(n, h), \quad Z_{12}(n, h) = -Y_{12}(n, h)/\Delta(n, h), \\ Z_{21}(n, h) &= -Y_{21}(n, h)/\Delta(n, h), \quad Z_{22}(n, h) = Y_{11}(n, h)/\Delta(n, h), \end{aligned} \quad (8)$$

где $\Delta(n, h) = Y_{11}(n, h)Y_{22}(n, h) - Y_{12}(n, h)Y_{21}(n, h)$.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Матрица поверхностных импедансов позволяет получить интегральные представления электрического и магнитного полей конформной излучающей структуры с биизотропным киральным заполнением в любой точке пространства. С ее помощью можно свести задачу об определении функции распределения плотности тока по поверхности излучателя к интегральному уравнению. Зная распределение поверхностной плотности тока, полученное в результате решения этого уравнения, можно определить импедансные, поляризационные и пространственные характеристики излучающей структуры.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дементьев, А.Н. Новый метод расчета полей излучения конформных цилиндрических полосковых излучателей / А.Н. Дементьев, Д.С. Клюев, М.С. Курушкин и др. // Антенны.- 2019.- Вып. 7 (261). - С. 28-35.

REFERENCES

1. Dementyev, A.N. A new method for calculating radiation fields of conformal cylindrical strip radiators / A.N. Dementyev, D.S. Klyuev, M.S. Kurushkin et al. // Antennas.- 2019.- Issue 7 (261). - pp. 28-35.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОГЛОЩАЮЩИХ СВОЙСТВ КОМБИНИРОВАННОЙ СТРУКТУРЫ ИЗ ПОЛУВОЛНОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ И ЭКРАНА СОЛСБЕРИ

Д. С. Погребной, А.Р. Шакуров

Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Работа посвящена исследованию эффективности электромагнитных экранов и покрытий, применяемых в современных технологиях радиосвязи. Основное внимание уделяется экрану Солсбери и его совместимости с полуволновыми резонаторами специальной формы, расположенными над металлическим экраном. Показано, что правильно подобранные расстояния между слоями обеспечивают минимальное отражение электромагнитной энергии. Представлены результаты численного моделирования, подтверждающие способность предложенных конструкций обеспечивать улучшенное поглощение радиоволн.

Ключевые слова: экран; экранирование; поглощение радиоволн; полуволновой резонатор.

INVESTIGATION OF ABSORPTION PROPERTIES OF A COMBINED STRUCTURE CONSISTING OF HALF-WAVE RESONATORS AND A SALISBURY SCREEN

D. S. Pogrebnoy, A. R. Shakurov

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract. The study focuses on the effectiveness of electromagnetic shields and coatings used in modern radio communication technologies. Particular attention is paid to the Salisbury screen and its compatibility with half-wave resonators of special shapes placed above a metallic screen. It has been demonstrated that properly selected distances between layers ensure minimal reflection of electromagnetic energy. The results of numerical simulations are presented, confirming the ability of the proposed designs to provide improved absorption of radio waves.

Keywords: Salisbury screen; shielding; absorption radiowave; half-wave resonator.

1. ВВЕДЕНИЕ

Электромагнитные экраны и покрытия играют ключевую роль в современных технологиях, связанных с радиосвязью, радарами и защитой от электромагнитного излучения. Одним из наиболее известных типов экранов является экран Солсбери, представляющий собой многослойную структуру, состоящую из проводящих элементов, размещенных над металлическим экраном. Эффективность таких экранов зависит от ряда факторов, включая геометрию проводников, расстояние между слоями и параметры окружающей среды. Свойства экранов Солсбери широко используются в различных высокотехнологичных областях. В процессе взаимодействия электромагнитной волны с экраном Солсбери наблюдается значительное ослабление падающей волны. Этот эффект возникает благодаря тому, что отраженные волны, возвращающиеся после отражений от слоев с различным показателем преломления, имеют противоположные фазы относительно исходной падающей волны. Таким образом, правильно подобранные расстояния между слоями обеспечивают полное

гашение колебаний в определенных направлениях пространства, что минимизирует общее количество обратно отраженной энергии.

Помимо экрана Солсбери, для поглощения волны определённой частоты используется резонансное взаимодействие. Ключевым элементом такой конструкции являются проводники, действующие как полуволновые резонаторы. Когда частота падающей электромагнитной волны совпадает с собственной частотой резонанса проводников, энергия волны эффективно преобразуется в ток внутри проводящего элемента. Это явление связано с особенностями распределения электрического поля в проводниках, зависит от размера скин слоя и других факторов. В итоге получается усиленное поглощение электромагнитной энергии, которое особенно выражено, когда размеры проводников приближаются к половине длины волны падающего излучения. Важно отметить, что даже небольшие изменения в параметрах проводящей структуры (например, электрической проводимости или толщины) могут существенно влиять на эффективность поглощения. Данный эффект можно обнаружить почти во всех существующих приёмо-передающих данных по беспроводной связи устройствах.

В итоге обе структуры потенциально способны обеспечить улучшение поглощения радиоволн. На их основе можно попробовать придумать хороший радиопоглощающий материал.

Было проведено исследование по поиску наиболее оптимальных характеристик, с которыми обе эти структуры обеспечивают наилучшее поглощение. Рассмотрено также изучение при взаимовлиянии структур друг на друга.

2. АНАЛИЗ ЗАДАЧИ И ЛИТЕРАТУРЫ

Основой принципа работы экрана Солсбери - взаимодействие между проводящими элементами, расположенными на фиксированном расстоянии от металлического экрана. Общеизвестно, что наилучшие расстояние для среды с эпсилон близкой единице — это четверть длины волны, т. е. когда волна успевает несколько раз отразиться, а отражённые фазы волны накладываются на противоположные фазы этой же волны. Когда падающая волна достигает первого слоя экрана, часть энергии отражается обратно, а другая часть проходит через слой и взаимодействует с металлическим экраном. Отраженная от металлического экрана волна возвращается к первому слою, где происходит вторичное отражение. Если расстояния между слоями выбраны правильно, фазы двух отраженных волн будут противоположны, что приведет к отсутствию колебания в определённой точке.

Общеизвестным является тот факт, что поглощать радиоволны может структура, определённые размерные параметры которой соответствуют половине длины волны. Разумеется, тут имеет место быть резонансное взаимодействие. При совпадении частоты падающей волны с собственной частотой резонанса полуволновых резонаторов, энергия волны эффективно преобразуется в ток внутри проводника. Часть энергии электромагнитной волны превращается в тепло через омическое сопротивление.

Кстати, не стоит забывать и то, что, происходит поглощение небольшого количества энергии самим отражающим экраном. Особенно это заметно на высоких частотах, когда скин-эффект усиливается, и ток течёт преимущественно вблизи поверхности металла (например, неровности отражающей пластины могут рассеивать излучение).

Итак, поглощение электромагнитной волны происходит поэтапно:

1. Часть энергии поглощается непосредственно полуволновыми резонаторами, превращаясь в теплоту.
2. Остальная энергия проникает до металлического экрана, отражается от него и вновь взаимодействует с полуволновыми резонаторами.

3. Ещё небольшая часть энергии поглощается в самой отражающей среде или в среде распространения волны.

В качестве начальных данных для исследований был взята диссертация на тему «Высокочастотные магнитные и электрические свойства пленок и функциональных структур на основе нанокомпозита» [1]. Так как в ней рассматривается более практическое применение теоретических исследований. В данной диссертации в качестве основы используется нанокомпозит $(\text{Co}_{40}\text{Fe}_{40}\text{B}_{20})X(\text{SiO}_2)_{100-x}$. Он был синтезирован методом ионно-лучевого распыления в лаборатории Воронежского государственного технического университета. Формирование нанокомпозита происходит за счет самоорганизации атомов на поверхности подложки, при этом образуются наноразмерные равномерно распределенные гранулы металла диаметром около 3-5 нм. Другими словами, мы имеем дело со сложным многофазным, структурно неоднородным объектом изучения.

Применение этого нанокомпозита в качестве материала представляется перспективным благодаря его уникальным свойствам. Во-первых, наноразмерные металлические гранулы обеспечивают высокую плотность и равномерное распределение проводящих элементов, что критично для эффективного поглощения электромагнитных волн. Во-вторых, техпроцесс производства обеспечивает покрытие поглощающей структуры со всех сторон, благодаря чему структура дополнительна защищена от механических факторов и других воздействий.

Таким образом, нанокомпозит $(\text{Co}_{40}\text{Fe}_{40}\text{B}_{20})X(\text{SiO}_2)_{100-x}$ предлагает интересные перспективы для использования в экранах Солсбери, сочетая высокие поглощающие способности с возможностью адаптации к различным техническим требованиям.

Но вышеописанная структура сложна для расчётов, а потому для предварительного компьютерного моделирования было принято решение использовать упрощённую версию из диссертации «Сверхширокополосные радиопоглощающие структуры с сосредоточенными и распределенными диссипативными элементами» [2]. В разделе 3.4 «Синтез и анализ вариантов реализации планарных сверхширокополосных радиопоглотителей, построенных на основе квазифрактальных конструкций частотно-избирательных решёток с распределенными потерями» диссертации [2] исследованы варианты расположения элементов ЧИР разного масштаба, что позволило добиться расширения полосы поглощения и снижения уровня отражения в дециметровой и сантиметровой областях длин волн.

В первую очередь в моделировании будет использоваться только итерация 1 из [2] (рисунок 1а). Такое решение обусловлено несколькими причинами:

- Обеспечить наилучшее быстродействие ЭВМ. Так как выполняется моделирование структуры, в которой, помимо множественных отражений, используются тонкие пленки толщиной менее 2 микрометров — уменьшение площади взаимодействующей с радиоволновой поверхности приводит к упрощению расчётов для ЭВМ.

- Обеспечить возможность изучить отдельно влияние на поглощение каждого элемента структуры. Так, экран Солсбери обеспечивает поглощение на одних частотах, а каждый из полуволновых резонатора — на других. И большое количество полуволновых резонаторов приводит к тому, что на график накладывается очень много факторов и параметров, которое нужно анализировать, а в некоторых случаях параметры не поддаются анализу.

- Дополнение результатов расчётов, проведённых в ранее выполненных исследованиях, с целью более качественного и расширенного представления их научной общественности.

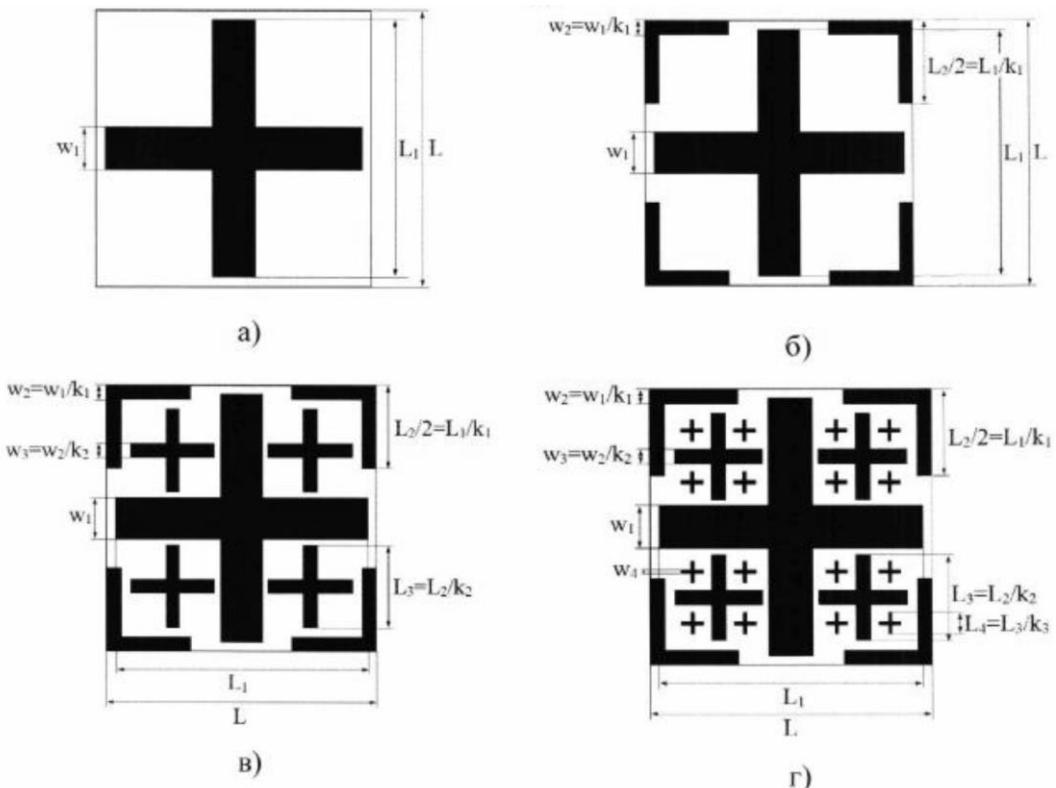


Рис. 1. Сравнение различных итераций поглощающей структуры: а) – первая итерация, б) – вторая итерация, в) – третья итерация, г) – четвёртая итерация [2].

Целью моделирования является установление коэффициента поглощения для первой итерации (рисунок 1а). А также сравнительное исследование результатов относительно поглощения без использования покрытия, т. е. когда измеряется лишь поглощение за счёт резонанса со структурой из поглотителя.

3. ПРОВЕДЕНИЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

Далее следуют общие рекомендации по работе с текстовым редактором MS Word, следуя которым Вы сможете без труда оформить доклад в соответствии с приведенными требованиями.

Для корректного моделирования нужно знать, как минимум, геометрические размеры изделия и материалы, из которых это изделие состоит.

В качестве данных, которые соответствуют свойствам структуры были выбраны параметры из [1].

Таблица 1. Соответствие химического состава физическим и геометрическим параметрам исследуемой структуры.

Состав	$\rho \times 10^{-5}$, Ом \times м	Толщина пленки композита, мкм
(Co40Fe40B ₂₀) _{72,4} (SiO ₂) _{27,6}	0.29	1.7
(Co40Fe40B ₂₀) _{66,1} (SiO ₂) _{33,9}	0.47	1.5
(Co40Fe40B ₂₀) _{58,5} (SiO ₂) _{41,5}	1.05	
(Co40Fe40B ₂₀) _{66,1} (SiO ₂) _{33,9}	0.47	
(Co40Fe40B ₂₀) _{53,1} (SiO ₂) _{46,9}	7.66	1.4
(Co40Fe40B ₂₀) _{47,6} (SiO ₂) _{52,4}	150	

Так же, с целью экономии ресурсов было решено пренебречь диэлектрической (ϵ) и магнитной (μ) проницаемостями. Соответственно, оба параметры были приравнены к 1. Для ещё большего упрощения было принято решение в качестве отражающего слоя использовать идеальный проводник (PEC) и отказаться от моделирования лавсановой подложки, отдавив полуволновые резонаторы на четверть длины волны (λ) от отражающей поверхности.

Таблица 2. соответствие размеров структуры и поглощаемых частот.

Высота и ширина, мм	Расстояние между резонаторами, мм	Расстояние до отражающего слоя, мм	Частота максимального поглощения, ГГц
30	2	12.49	6
		18.73	4

Так как расчёты проходят на границе доступной для ЭВМ памяти и каждый расчёт может занимать дни, недели или даже месяцы (увы, использую что имею и это не самая слабая машина), то было принято решение начинать с наиболее простой задачи. Т.е. расчёта состава $(\text{Co}_{40}\text{Fe}_{40}\text{B}_{20})_{47,6}(\text{SiO}_2)_{52,4}$. С этой целью, согласно таблице 1, толщина пленки композита была выставлена на значение 0.0014 мм, а удельное электрическое сопротивление было выставлено на значение 0.0015 Ом \times м.

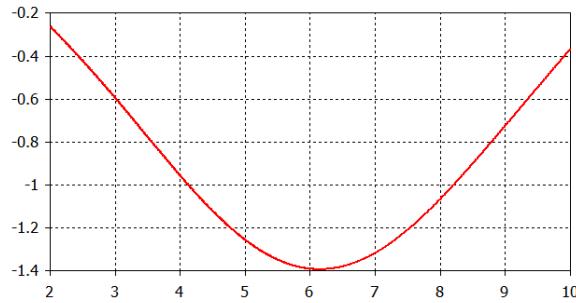


Рис. 2. Результат расчёта поглощения для состава $(\text{Co}_{40}\text{Fe}_{40}\text{B}_{20})_{47,6}(\text{SiO}_2)_{52,4}$

В результате (рисунок 2) было получено характерное усиление поглощения на частоте приблизительно 6 ГГц. Однако, величина этого поглощения в пике составляет не более 1.5 дБ.

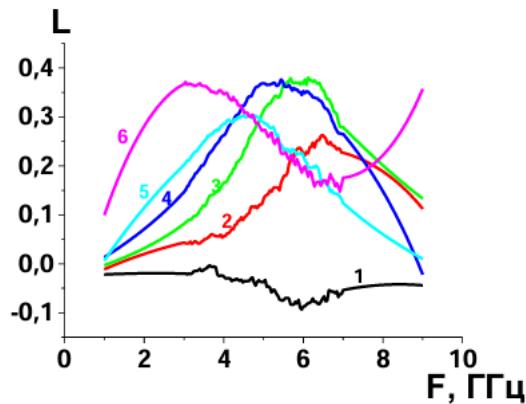


Рис. 3. Частотные зависимости коэффициента поглощения квазифрактальных структур с функциональным покрытием из пленки композита $(\text{Co}_{40}\text{Fe}_{40}\text{B}_{20})_{47,6}(\text{SiO}_2)_{52,4}$ на лавсановой подложке с толщиной прослойки: 1 – 0 мм; 2 – 4 мм; 3 – 8 мм; 4 – 12 мм; 5 – 16 мм; 6 – 20 мм [1]

На рисунке 3, где отображены различные коэффициенты натурных испытаний из [1]. характерно прослеживается поглощение, в том числе на частоте 6 ГГц. Важно отметить, что в [1] была протестирована структура третьей итерации, изображённая на рисунке 1в. Соответственно, на рисунке 3 в формировании поглощающей способности структуры участвуют не только резонаторы размерностями 30×30 мм, но и 20×20 мм и 10×10 мм, теоретически вызывающие наибольший резонанс на 6 ГГц, на 12 ГГц, на 24 ГГц, соответственно. Однако, эти структуры могут давать дополнительные гармоники на других кратных частотах, а фактически так и задумано, чтобы гармоники одних резонансных структур совпадали с гармониками других, что приводит в общем итоге к росту коэффициента поглощения в исследуемом диапазоне частот до 10 ГГц. Стоит обратить внимание, что добавление дополнительных резонаторов приводит к уплотнению общего отражающего слоя, сказывается на улучшении поглощения излучения экраном Солсбери.

Далее был проведён расчёт материала (Co₄₀Fe₄₀B₂₀)_{53,1}(SiO₂)_{46,9}. Электрическое сопротивление было установлено на значении 0.0000766 Ом·м. После долгих расчётов ЭВМ выдал ошибки нехватки ресурсов. После чего нескольких попыток был сделан вывод о том, что рассчитать полностью не получится. Было принято решение установить более простые для расчёта параметры и посмотреть тенденцию. Цель заключается в том, чтобы постепенно уменьшать электрическое сопротивление, и наблюдать за коэффициентом поглощения. Полученные значения могут привести к некоторому отклонению от натурных испытаний в том числе из-за использования в вычислениях резонатора, который представлен на рисунке 1а, а в натурных испытаниях представлены замеры резонатора, изображённого на рисунке 1в, соответственно, моделируемое изделие будет поглощать хуже. Результаты вычислений можно увидеть на рисунке 4.

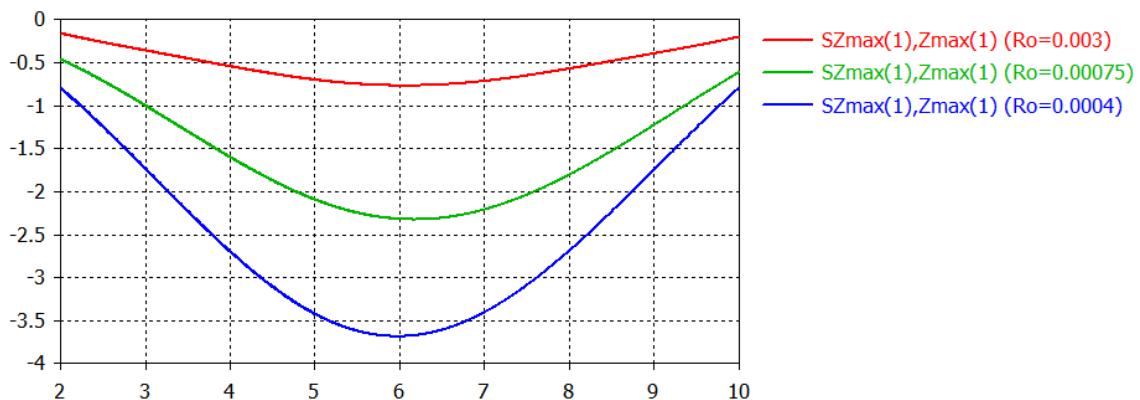


Рис. 4. Моделирование произвольных параметров ρ для целевой частоты поглощения экрана Солсбери 6 ГГц

Согласно рисунку 4, очевидно, что с уменьшением электрического сопротивления тенденция изменения коэффициента поглощения приводит к тому, что пик остаётся приблизительно на частоте 6 ГГц, совсем немного смещаясь вниз по частоте, причём уровень поглощения увеличивается по всему исследуемому диапазону частот. Такое поведение очень напоминает работу экрана Солсбери.

Для того, чтобы убедиться в полученных результатах, нужно поменять один из ключевых параметров. Было принято решение изменить расстояние до отражающего экрана. И если в поглощение происходит из-за четвертьволновых переотражений внутри структуры (экран Солсбери), то пик должен сдвинуться на другую расчётную частоту. Согласно таблице 2, расстояние было увеличено до 18.73 мм.

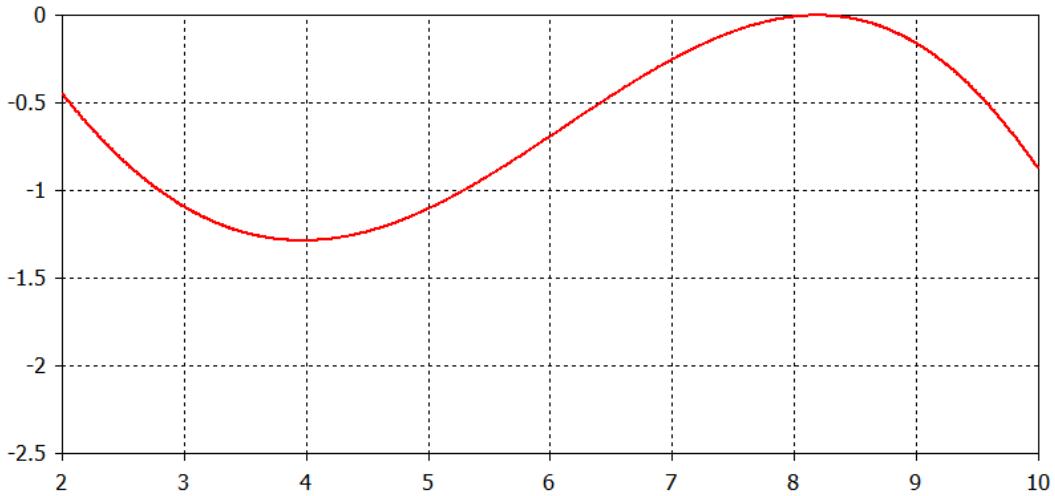


Рис. 5. Моделирование поглощения экрана Солсбери 4 ГГц для $\rho = 0.0015 \text{ Ом} \times \text{м}$

Как видно из рисунка 5, частота поглощения сдвинулась с 6 ГГц на 4 ГГц, а где-то за пределами графика существует ещё один пик. Такое поведение явно напоминает экран Солсбери.

Теперь нужно убедиться в том, что помимо экрана Солсбери, в расчёте поглощения участвуют и сами резонаторы за счёт резонанса на нужных частотах. Было принято решение провести моделирование без использования отражающего экрана Солсбери, соответственно, отражающий РЕС экран был убран, а замер S-параметров был произведён не с одного порта, а с портов, расположенных по разные стороны от структуры. Результат расчётов отображён на рис. 6.

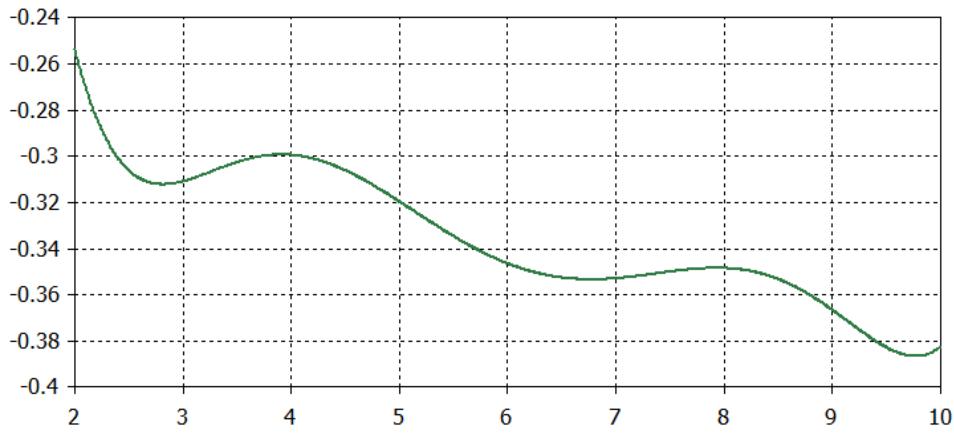


Рис. 6. Коэффициент поглощения для двухпортового измерения

Согласно данным, показанным на рисунке 6, можно выдвинуть предположение, что структура, несмотря на отсутствие экрана Солсбери, выполняет поглощение радиоволн в широком спектре частот, пускай и относительно слабо. Стоит учесть, что для данного вида поглощения нужно отдельно подобрать наилучшее электрическое сопротивление, при котором коэффициент поглощения будет максимальным. Это будет проведено в будущих исследованиях.

На данный момент было принято решение привести в качестве примера выполненное ранее моделирование структуры из [2], но с использованием так же, исключительно двух портов, т.е. в данном варианте отсутствует поглащающий экран, как и в результате расчётов на рисунке 6. Так сделано для проверки качества алгоритмов

вычисления на ЭВМ. У исследуемой поглощающей структуры была взята четвёртая итерация на рисунке 1г, она наиболее плотная. Для достоверности исследования была использована подложка с диэлектрической проницаемостью 4 и толщиной 0.5 мм. В неё врезана структура поглотителя с диэлектрической и магнитной проницаемостью 1. Электрическое сопротивление установлено на значении 0.002 Ом×м. Толщина поглощающего покрытия установлена 0.05 мм. Расстояние между «Резонатор 1» размерностью 30×30 выставлено 2 мм. «Резонатор 2», «Резонатор 3», «Резонатор 4» представляют собой упрощённую фрактальную структуру из «Резонатор 1».

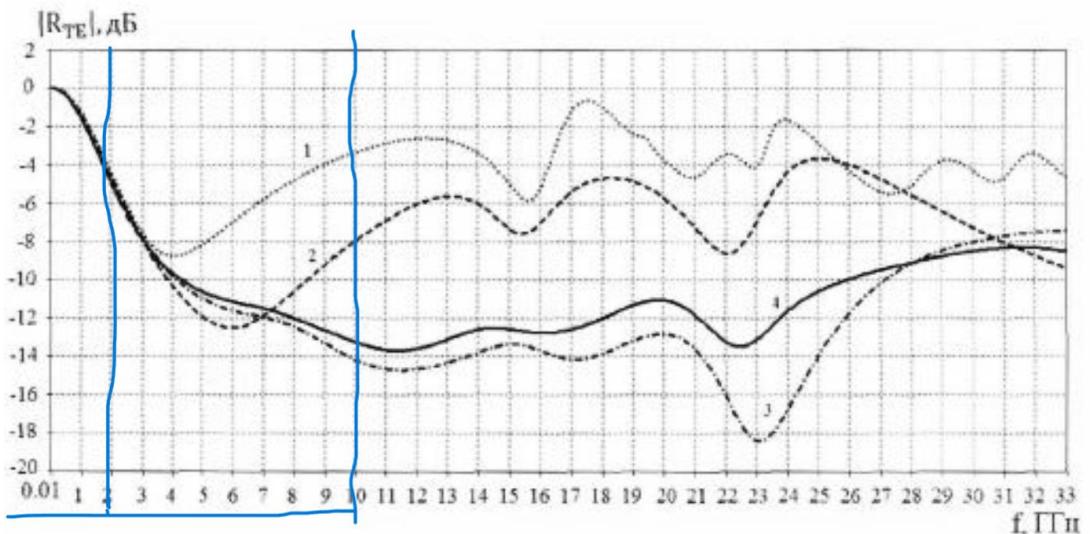


Рис. 7. Результаты моделирования итераций поглощающей структуры: 1 – первая итерация, 2 – вторая итерация, 3 – третья итерация, 4 – четвёртая итерация [2]

Согласно рисунку 7, поглощающая структура четвёртой итерации обеспечивает почти самое лучшее поглощение, немножко уступая третьей итерации.

Таблица 3. новые размерности структуры для проведения тестирования ЭВМ.

	Резонатор 1	Резонатор 2	Резонатор 3	Резонатор 4
Длина, мм	30 на 30	20 на 20	10 на 10	2.5 на 2.5
Ширина, мм	5	3.(3)	1.(6)	0.41(6)
Частота поглощения	5 ГГц	7.5 ГГц	15 ГГц	60 ГГц

Как видно из таблицы 3, размеры всех поглотителей, кроме «Резонатор 1» и «Резонатор 2», обеспечивают наилучшее поглощение, на частотах выходящих за рамки измеряемого диапазона, однако гармоники частот 15 ГГц и 60 ГГц в теории можно наблюдать и в исследуемом диапазоне частот (с 2 ГГц до 10 ГГц), так как поглощению подвергаются в том числе четверть длины волны, восьмеричная часть длины волны и так далее. Результаты на рисунке 8, получились очень похожими на исходный вариант из рисунка 7, однако, коэффициент усиления получился несколько хуже.

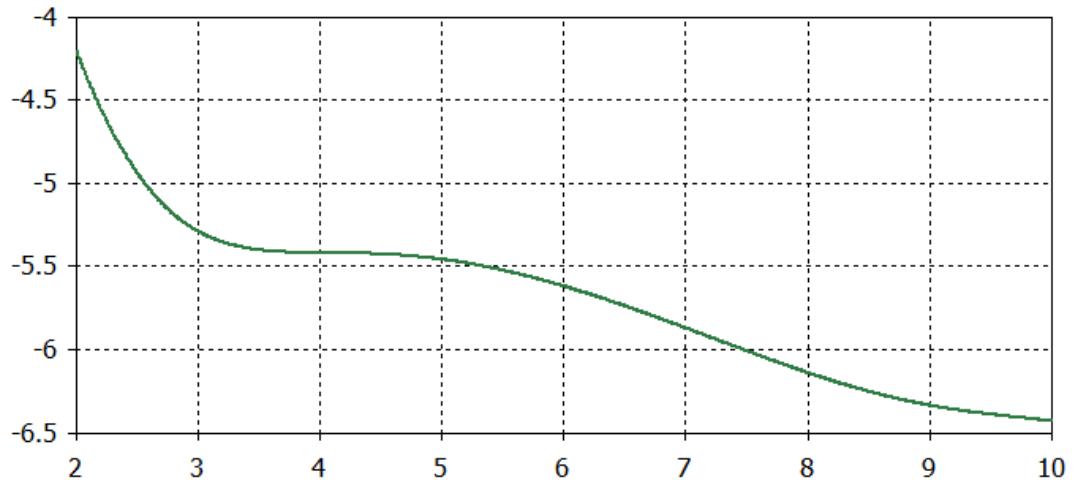


Рис. 8. Моделирование третьей итерации, но без экрана Солсбери

Меньший коэффициент поглощения можно объяснить тем, что доподлинно неизвестны все используемые для компьютерного моделирования параметры в [2]. А также тем (и это предположительно и является главным фактором), что в проведённом моделировании абсолютно нет никакого отражающего экрана, позволяющего отработать экрану Солсбери, а коэффициент поглощения сравнивается у портов, расположенных по разные стороны от структуры. Полученные результаты, однако, позволяет с достаточной долей скептицизма предположить, что каким-то образом исследуемая структура взаимодействует с электромагнитным полем и поглощает его. Так что вероятность того, что расчётный алгоритм работает корректно очень высока.

В работе [2] используется расстояние от поглощающего слоя до отражающего, равное 0.5 мм, но при этом не стоит забывать, что диэлектрическая проницаемость этой подложки равна 4, соответственно, скорость света будет медленнее в 2 раза, а значит частота максимального поглощения экрана Солсбери будет как для расстояния 1 мм, а это четверть длины волны 75 ГГц. Однако, как было рассмотрено ранее, гармоники могут распространяться в том числе и на экран Солсбери, потому логично предположить наличие одной из гармоник на других частотах.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе проведенного анализа данных можно сделать вывод, что поглощающие свойства исследуемой структуры действительно зависят от ряда ключевых параметров, включая расстояние от отражающей поверхности до экрана Солсбери и геометрические характеристики используемых элементов, таких как полуволновой резонатор.

Настоящее исследование посвящено комплексному изучению процессов поглощения электромагнитных волн экраном Солсбери в сочетании с поглощающими структурами крестообразной формы. В рамках работы была выполнена серия компьютерных симуляций, позволяющих определить дальнейшие направления развития. Упрощенные модели материалов, использованные для расчетов, уже продемонстрировали потенциал дальнейшего углубления исследований в этой области.

Полученные результаты открывают перспективы для освоения новых методов компьютерного моделирования, что позволит значительно расширить возможности в разработке и оптимизации экранов типа Солсбери. Такие исследования имеют важное значение для современной науки и техники.

Таким образом, проведённые исследования закладывают основу для будущих разработок, направленных на улучшение характеристик экранирующих структур и повышение их применимости в широком спектре практических задач.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тарасова О.С. Высокочастотные магнитные и электрические свойства пленок и функциональных структур на основе нанокомпозита (Co40Fe40B20)X(SiO₂)100-X: диссертация ... кандидата физико-математических наук : 1.3.8 / Тарасова Оксана Сергеевна;[Место защиты: Воронежский государственный технический университет].- Воронеж, 2022.- 144 с.
2. Латыпова А. Ф. Сверхширокополосные радиопоглощающие структуры с сосредоточенными и распределенными диссипативными элементами: диссертация ... кандидата технических наук: 05.12.07 / Латыпова Алина Фидарисовна;[Место защиты: Воронежский государственный технический университет].- Воронеж, 2015.- 170 с.
3. С.А. Антипов, А.Ф. Латыпова, Ю.Г. Пастернак /Исследование конструкций квазифрактального радиопоглотителя на основе частотно-избирательных решёток с распределенными потерями // Вестник ВГТУ, Том: 10, Номер: 5, Страницы: 103-108, Год: 2014.
4. Веб-сайты: Хабр [Электронный ресурс]. URL: <https://habr.com/ru/articles/533870/> (дата обращения: 04.01.2025).
5. Веб-сайты: Хабр [Электронный ресурс]. URL: <https://habr.com/ru/articles/538070/> (дата обращения: 20.01.2025).
6. Требования к оформлению докладов на РЛНС*2025. <http://rlnc.ru>, 01.02.2025.
7. Библиографическая ссылка. ГОСТ Р 7.05 – 2008, Москва, 2008. – 22 с.

REFERENCES

1. Tarasova O.S. High-frequency magnetic and electrical properties of films and functional structures based on nanocomposite (Co40Fe40B20)X(SiO₂)100-X: Cand. Sci. (Phys. & Math.) diss.: 1.3.8 / O.S. Tarasova. — Voronezh: Voronezh State Technical University, 2022. — 144 p.
2. Latypova A.F. Ultra-wideband radio absorbing structures with concentrated and distributed dissipative elements: Cand. Sci. (Tech.) diss.: 05.12.07 / A.F. Latypova. — Voronezh: Voronezh State Technical University, 2015. — 170 p.
3. Antipov S.A., Latypova A.F., Pasternak Yu.G. Investigation of quasi-fractal radio absorber designs based on frequency-selective grids with distributed losses // Vestnik VGTU. — 2014. — Vol. 10, No. 5. — Pp. 103–108.
4. Habr. Electronic resource. — Available at: <https://habr.com/ru/articles/533870/>, accessed: January 4, 2025.
5. Habr. Electronic resource. — Available at: <https://habr.com/ru/articles/538070/>, accessed: January 20, 2025.
6. Requirements for the design of reports on RLNC*2025. <http://rlnc.ru>, 15.12.2017.
7. Bibliographic reference. GOST R 7.05 – 2008, Moscow, 2008. – 22 p

ПЛАНАРНАЯ АНТЕННА НА ОСНОВЕ СИММЕТРИЧНЫХ ЛЕНТОЧНЫХ РЕШЕТОК С ЦЕНТРАЛЬНЫМ ПИТАНИЕМ

Д. Ю. Крюков, А. В. Останков, Д. К. Прокурин

Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. С использованием метода частичных областей решена задача дифракции плоской однородной H -поляризованной электромагнитной волны на одномерно-периодичной ленточной решетке, содержащей несколько лент на периоде. При помощи полученной расчетной модели разработана планарная антenna вытекающей волны для базовой станции стандарта 5G. Конструкция антенны содержит две симметричные металлические ленточные решетки, изготовленные на основе ламинара Sivolam 245 и устройство центрального возбуждения в виде открытого конца волновода WR-28. Полноволновое моделирование показало, что коэффициент усиления спроектированной антенны в полосе частот 27.5 - 28.3 ГГц составляет более 16 дБ, а уровень бокового излучения не превышает «минус» 12 дБ. Коэффициент полезного действия в верхней части полосы частот достигает более 90 %. Предложенная антenna характеризуется малыми габаритными размерами, простотой конструкции и технологичностью изготовления.

Ключевые слова: антenna вытекающей волны, плоский диэлектрический волновод, ленточная решетка, моделирование.

PLANAR ANTENNA BASED ON SYMMETRICAL RIBBON ARRAYS WITH CENTRAL FEEDER

D. Yu. Kryukov, A. V. Ostankov, D. K. Proskurin

Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. Using the partial region method, the problem of diffraction of a flat uniform H -polarized electromagnetic wave on a one-dimensional periodic tape lattice containing several tapes per period is solved. Using the obtained computational model, a planar leaky-wave antenna for a 5G base station was developed. The antenna structure comprises two symmetrical metal tape arrays based on the Sivolam 245 laminate and a central excitation device in the form of an open end of the waveguide WR-28. Full-wave modeling showed that the gain of the designed antenna in the frequency band 27.5 - 28.3 GHz is more than 16 dB, and the level of lateral radiation does not exceed “minus” 12 dB. The total efficiency in the upper part of the frequency band reaches more than 90 %. The proposed antenna is characterized by small dimensions, simple design and technological manufacturing.

Keywords: leaky-wave antenna, planar dielectric waveguide, ribbon array, modeling.

1. ВВЕДЕНИЕ

Антенны вытекающих волн (АВВ) на основе дифракционных решеток в виде тонких металлических лент, нанесенных на слой экранированного диэлектрика, широко используются для создания приемно-излучающих систем диапазонов СВЧ и КВЧ [1-3]. Достоинствами АВВ с ленточными решетками (ЛР) являются небольшие поперечные габаритные размеры, малый вес, простота конструкции и высокая технологичность изготовления. Сравнительно невысокая стоимость таких антенн способствует их широкому распространению в современных комплексах мобильной связи стандарта 5G и беспроводных сетях типа Wi-Fi [4,5]. Для достижения максимальной скорости

передачи данных (20 Гбит/с) в сетях 5G антенные системы должны иметь возможность работать в диапазонах СВЧ и (или) КВЧ. Частотный диапазон FR2 (канал n261) стандарта 5G предполагает использование частот 27.5 - 28.3 ГГц [6].

Общим недостатком антенн с ЛР является высокий уровень тепловых потерь в диэлектрических материалах, что снижает их коэффициент полезного действия (КПД). Однако ленточные АВВ с последовательным питанием имеют более высокий КПД по сравнению с вибраторными микрополосковыми и полосковыми антеннами, в которых реализована параллельная схема питания излучающих элементов [7].

Известно, что расположение на периоде решетки нескольких лент разной ширины позволяет существенно снизить коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) на входе АВВ за счет взаимной компенсации отраженных от них волн в режиме резонанса Брэгга второго порядка. В качестве примера можно привести линейную антенну на основе желобкового волновода с парными лентами конечной длины [8].

Результаты исследований [9,10] демонстрируют возможность по управлению фазовой постоянной и постоянной ослабления поверхности волны за счет введения дополнительных лент на периоде решетки, а также согласованного изменения их толщины и расстояния между ними. Тем самым обеспечиваются дополнительные степени свободы для снижения уровня бокового излучения и улучшения формы диаграммы направленности (ДН). В работе [11] утверждается, что выбором закона изменения ширины каждой из двух лент на периоде можно обеспечить требуемое амплитудное распределение поля в раскрытии антенны [12].

Цель работы – разработать плоскую АВВ на основе электродинамической структуры «ленточная решетка – плоский диэлектрический волновод (ПДВ) – металлический экран (МЭ)». Синтезированная антenna должна обладать ослабленной угло-частотной зависимостью диаграммы направленности (ДН) в вертикальной (E -) плоскости для рабочей частоты из диапазона 27.5 - 28.3 ГГц при коэффициенте усиления в направлении максимального излучения не менее 16 дБ.

2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ АНТЕННЫ ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ

Для анализа структуры «ЛР - ПДВ - МЭ» с одной щелью на периоде может быть использован метод расчета из работы [13] при условии замены экранирующей гребенчатой решетки на гладкий МЭ и устранения воздушных зазоров между ЛР-ПДВ и ПВД-гребенчатой решеткой. Однако для анализа структур с несколькими щелями на периоде, расположенными в общем случае неравномерно, требуется его модификация. В настоящей работе такая модификация выполнена в рамках классической теории дифракции с использованием метода частичных областей и процедуры переразложения Фурье по ортогональной системе специальных модальных функций, обеспечивающих автоматическое выполнение граничных условий на лентах.

Рассмотрим математическую модель дифракции плоской однородной H -поляризованной электромагнитной волны на одномерно-периодической ЛР, содержащей несколько лент (щелей) на периоде (рисунок 1).

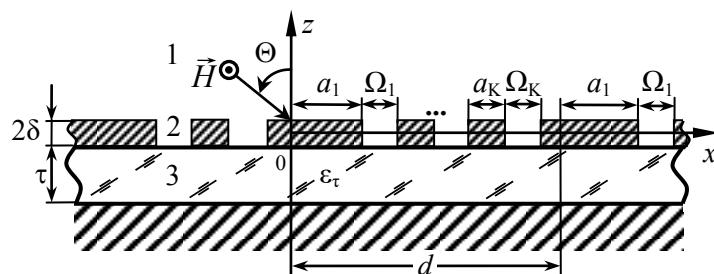


Рис. 1. Геометрия структуры «ЛР-ПДВ-МЭ» с несколькими щелями на периоде

Пусть на антенное полотно (рисунок 1) из верхнего полупространства падает под углом однородная электромагнитная волна единичной амплитуды и H -поляризации с плоским фазовым фронтом. Поле дифракции над структурой вследствие ее периодичности можно представить в виде суммы пространственных гармоник. Тогда полное поле в области над структурой (с учетом поля первичной волны) имеет вид:

$$H_y^{(1)} = \exp[-j\gamma_0(z-\delta)] \cdot \exp(j\beta_0 x) + \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n \cdot \exp[j\gamma_n(z-\delta)] \cdot \exp(j\beta_n x), \quad (1)$$

где $\gamma_n = \sqrt{k_0^2 - \beta_n^2}$, $\beta_n = k_0 \sin \Theta + 2\pi \cdot n/d$, $k_0 = 2\pi/\lambda_0$, A_n – амплитуда n -й пространственной гармоники рассеянного поля. Зависимость от времени предполагается соответствующей $\exp(-j\omega t)$.

Поле в щелях ЛР (область 2) описывается аналогично полю плоского полубесконечного волновода:

$$H_y^{(2)} = \sum_{m=0}^{\infty} \left\{ B_m \cdot \exp[-jq_m^{(k)}(z+\delta)] - C_m \cdot \exp[jq_m^{(k)}(z+\delta)] \right\} \cdot f_m^{(k)}(x), \quad (2)$$

где $k = \overline{1, K}$, B_m , C_m – амплитуды волноводных мод, $q_m^{(k)} = \sqrt{k_0^2 - (m\pi/\Omega_k)^2}$, Ω_k – ширина k -й щели, $f_m^{(k)}(x)$ – модальная функция для щелевого зазора в ЛР, обеспечивающая автоматическое выполнение граничных условий на лентах:

$$f_m^{(k)}(x) = \begin{cases} \cos \left[m\pi \cdot (x - \sum_{i=1}^k a_i) / \Omega_k \right], & x \in \left[\sum_{i=1}^k a_i, \sum_{i=1}^k a_i + \Omega_k \right]; \\ 0, & x \notin \left[\sum_{i=1}^k a_i, \sum_{i=1}^k a_i + \Omega_k \right]. \end{cases} \quad (3)$$

При наличии в плоскости $z = -\delta - \tau$ идеально проводящего гладкого МЭ H -компоненту в пределах ПДВ (область 3) удобно представить так, чтобы обеспечить автоматическое равенство нулю касательной компоненты электрического поля:

$$H_y^{(3)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n \cdot \cos[\eta_n(z+\delta+\tau)] \cdot \exp(j\beta_n x), \quad (4)$$

где $\eta_n = \sqrt{k_0^2 \cdot \epsilon_\tau - \beta_n^2}$, F_n – амплитуды гармоник поля внутри ПДВ, τ – толщина ПДВ, ϵ_τ – его относительная диэлектрическая проницаемость.

Удовлетворение условиям сопряжения тангенциальных компонент полей $H_y^{(p)}$ и $E_x^{(p)}$ на границах раздела ($z = \delta$ и $-\delta$) приводит к системе уравнений:

$$\begin{cases} \sum_{n=-\infty}^{\infty} (A_n + \Delta_n^0) \cdot \exp(j\beta_n x) = \sum_{m=0}^{\infty} [B_m \cdot \exp(-2jq_m^{(k)}\delta) + \\ + C_m \cdot \exp(2jq_m^{(k)}\delta)] \cdot f_m^{(k)}(x), \quad k = \overline{1, K}; \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} \sum_{n=-\infty}^{\infty} (-A_n + \Delta_n^0) \cdot \gamma_n \cdot \exp(j\beta_n x) = \sum_{k=1}^K \sum_{m=0}^{\infty} [B_m \cdot \exp(-2jq_m^{(k)}\delta) - \\ - C_m \cdot \exp(2jq_m^{(k)}\delta)] \cdot q_m^{(k)} \cdot f_m^{(k)}(x); \end{cases} \quad (6)$$

$$\sum_{m=0}^{\infty} (B_m + C_m) \cdot f_m^{(k)}(x) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n \cdot \cos(\eta_n \tau) \cdot \exp(j\beta_n x), \quad k = \overline{1, K}; \quad (7)$$

$$\sum_{k=1}^K \sum_{m=0}^{\infty} (B_m - C_m) \cdot q_m^{(k)} \cdot f_m^{(k)}(x) = \frac{-j}{\epsilon_\tau} \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n \cdot \sin(\eta_n \tau) \cdot \eta_n \cdot \exp(j\beta_n x), \quad (8)$$

где $\Delta_n^0 = \{1, n=0; 0, n \neq 0\}$ – символ Кронекера.

Дальнейшее решение задачи подразумевает исключение координаты x из модальных функций системы уравнений (5) - (8), т. е. получение такой системы

уравнений, в которой содержатся лишь неизвестные амплитуды парциальных волн частичных областей.

Для этого следует почленно сложить уравнения (5) и (7), предварительно разложив в ряд Фурье функцию $\exp(j\beta_n x)$ по ортогональной системе функций $f_m^{(k)}(x)$:

$$\exp(j\beta_n x) = \sum_{m=0}^{\infty} I_{nm}^{(k)} \cdot f_m^{(k)}(x), \quad (9)$$

где $I_{nm}^{(k)}$ – коэффициенты разложения.

Затем вычесть из (6) уравнение (8) и в полученном уравнении представить

$$f_m^{(k)}(x) = \sum_{m=0}^{\infty} J_{mn}^{(k)} \cdot \exp(j\beta_n x), \quad (10)$$

где $J_{mn}^{(k)}$ – коэффициенты разложения с заменой индекса n на эквивалентный v .

Далее, представив тригонометрические функции $\cos(q_m^{(k)}\delta)$ и $\sin(q_m^{(k)}\delta)$ в виде линейных комбинаций экспоненциальных функций в соответствии с формулой Эйлера и введя новую переменную $B_{+m}=2[B_m \cdot \exp(-jq_m^{(k)}\delta) + C_m \cdot \exp(jq_m^{(k)}\delta)]$, получим следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} B_{+m} \cdot \cos(q_m^{(k)}\delta) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [A_n + \Delta_n^0 + F_n \cdot \cos(\eta_n \tau)] \cdot I_{nm}^{(k)}; \\ -j \sum_{k=1}^K \sum_{m=0}^{\infty} B_{+m} \cdot \sin(q_m^{(k)}\delta) \cdot q_m^{(k)} \cdot J_{mv}^{(k)} = [-A_v + \Delta_v^0 + \frac{j}{\varepsilon_\tau} F_v \cdot \sin(\eta_v \tau)] \cdot \gamma_v. \end{cases} \quad (11)$$

Исключив из уравнений (11) переменную B_{+m} получим первую подсистему алгебраических уравнений для численного моделирования:

$$\begin{aligned} & \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n \cdot (-j\Phi_{+nv} + \Delta_n^v \gamma_n) + \\ & + jF_n \cdot [-\Phi_{+nv} \cos(\eta_n \tau) - \Delta_n^v \frac{\eta_n}{\varepsilon_\tau} \sin(\eta_n \tau)] = j\Phi_{+0v} + \Delta_0^v \gamma_v, \quad -\infty < v < \infty, \end{aligned} \quad (12)$$

где $\Phi_{+nv} = \sum_{k=1}^K \sum_{m=0}^{\infty} q_m^{(k)} \cdot I_{nm}^{(k)} \cdot J_{mv}^{(k)} \cdot \operatorname{tg}(q_m^{(k)}\delta)$;

$$I_{nm}^{(k)} = \frac{\Psi_{nm}^{(k)}}{1 + \Delta_m^0}; \quad J_{mv}^{(k)} = \frac{\Psi_{vm}^{*(k)} \cdot \Omega_k}{2d}; \quad \Psi_{vm}^{*(k)} – комплексное сопряжение \Psi_{vm}^{(k)};$$

$$\Psi_{nm}^{(k)} = \exp \left\{ j \left[\beta_n \sum_{i=1}^k \left(a_i + \frac{\Omega_i}{1 + \Delta_i^k} \right) + \frac{m\pi}{2} \right] \right\} \cdot \left[\operatorname{sinc} \frac{\beta_n \Omega_k + m\pi}{2} + (-1)^m \cdot \operatorname{sinc} \frac{\beta_n \Omega_k - m\pi}{2} \right];$$

$$\operatorname{sinc} x = \sin x / x.$$

Вторую подсистему получим, оперируя функциональными уравнениями (5) - (8) в обратной последовательности. Затем, снова используя представление тригонометрических функций в виде линейных комбинаций экспоненциального базиса и введя новую переменную $B_{-m}=2[B_m \cdot \exp(-jq_m^{(k)}\delta) - C_m \cdot \exp(jq_m^{(k)}\delta)]$, получаем следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} \sum_{k=1}^K \sum_{m=0}^{\infty} B_{-m} \cdot \cos(q_m^{(k)}\delta) \cdot q_m^{(k)} \cdot J_{mv}^{(k)} = [-A_v + \Delta_v^0 - \frac{j}{\varepsilon_\tau} F_v \cdot \sin(\eta_v \tau)] \cdot \gamma_v; \\ -jB_{-m} \cdot \sin(q_m^{(k)}\delta) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [A_n + \Delta_n^0 - F_n \cdot \cos(\eta_n \tau)] \cdot I_{nm}^{(k)}, \end{cases} \quad (13)$$

Исключив из уравнений (13) переменную B_{-m} , получим вторую подсистему алгебраических уравнений для численного моделирования:

$$\begin{aligned} & \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n \cdot (j\Phi_{-nv} + \Delta_n^v \gamma_n) + \\ & + jF_n \cdot [-\Phi_{-nv} \cos(\eta_n \tau) + \Delta_n^v \frac{\eta_n}{\epsilon_\tau} \sin(\eta_n \tau)] = -j\Phi_{-0v} + \Delta_v^0 \gamma_v, \quad -\infty < v < \infty, \end{aligned} \quad (14)$$

$$\text{где } \Phi_{-nv} = \sum_{k=1}^K \sum_{m=0}^{\infty} q_m^{(k)} \cdot I_{nm}^{(k)} \cdot J_{mv}^{(k)} \cdot \operatorname{ctg}(q_m^{(k)} \delta).$$

Результирующая система линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) может быть получена совмещением уравнений (12) и (14) с последующим их редуцированием путем ограничения числа учитываемых пространственных гармоник поля дифракции:

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{n=-N_1}^{N_2} A_n \cdot (-j\Phi_{+nv} + \Delta_n^v \gamma_n) + \\ + jF_n \cdot [-\Phi_{+nv} \cos(\eta_n \tau) - \Delta_n^v \frac{\eta_n}{\epsilon_\tau} \sin(\eta_n \tau)] = j\Phi_{+0v} + \Delta_v^0 \gamma_v; \\ \sum_{n=-N_1}^{N_2} A_n \cdot (j\Phi_{-nv} + \Delta_n^v \gamma_n) + \\ + jF_n \cdot [-\Phi_{-nv} \cos(\eta_n \tau) + \Delta_n^v \frac{\eta_n}{\epsilon_\tau} \sin(\eta_n \tau)] = -j\Phi_{-0v} + \Delta_v^0 \gamma_v, \end{array} \right. \quad (15)$$

где $v = \overline{-N_1, N_2}$, $N_{1,2} = (M-1)/2 - \operatorname{round}(d \cdot \sin \Theta / \lambda_0)$, M – целое нечетное число гармоник поля, $\operatorname{round}(\cdot)$ – операция округления числа до ближайшего целого.

СЛАУ (15) однозначно разрешается относительно комплексных амплитуд гармоник A_n и F_n , что позволяет ее использовать для анализа структур типа «ЛР-ПДВ-МЭ» с несколькими щелями на периоде (рисунок 1). Выполнив все вышеописанные действия при условии $K = 1$ можно получить СЛАУ, представленную в работе [14] и пригодную для расчета структуры «ЛР-ПДВ-МЭ» с одной щелью на периоде.

В рамках представленной расчетной модели толщина лент предполагается малой – не более $0.01d$. При таком значении достигается хорошее соответствие модели с результатами анализа ЛР из лент бесконечно малой толщины. В качестве материала ПДВ предпочтительны листовые диэлектрики, обладающие малыми потерями и небольшой относительной диэлектрической проницаемостью, например, полистирол, Preperm 255, Preperm L260 или листовые ламинаты с медным покрытием, например Sivolam 245. Толщину диэлектрика τ рекомендуется выбирать исходя из условия обеспечения одномодового режима ПДВ: $\tau < \lambda_0 / (2\sqrt{\epsilon_\tau - 1})$ [19,20].

Выбор периода решетки d целесообразно осуществлять на основании анализа угло-частотных поверхностей раскрыва $|A_{-1}\gamma_{-1}| = f(\Theta, d/\lambda_0)$, расчет которых возможен при помощи представленной модели. Важно отметить, что в случае центрального возбуждения антенного полотна и наличия двух щелей на периоде с уменьшением ширины щелей направление максимума ДН в вертикальной (E -) плоскости смещается к нормали плоскости раскрыва [15]. Наилучшее согласование может быть достигнуто при использовании на периоде ЛР основной щели шириной несколько меньше четверти длины замедленной волны ($\lambda_{\text{ПДВ}}/4$) и идентичной дополнительной щели, размещенной на расстоянии ($\lambda_{\text{ПДВ}}/4$) от основной.

3. ПОЛНОВОЛНОВОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АНТЕННЫ И АНАЛИЗ ЕЕ ХАРАКТЕРИСТИК

При проектировании антенны на основе структуры «ЛР-ПДВ-МЭ», содержащей несколько щелей на периоде, воспользуемся графическими зависимостями из [2] и рекомендациями из [16-18].

В качестве секторной антенны базовой станции с центральной рабочей частотой 27.9 ГГц предлагается планарная АВВ, содержащая две симметричные ЛР и устройство возбуждения в виде открытого конца волновода WR-28 длиной 9.4 мм с поперечным сечением 7.2×3.4 мм² (рисунок 2). С торцевых сторон апертура антенны экранирована медными пластинами размером 27.2×5.7 мм².

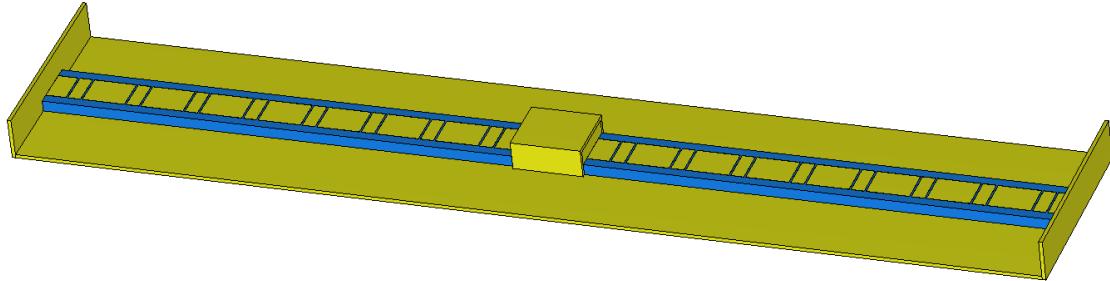


Рис. 2. Антенна для базовой станции 5G на основе двух симметричных ЛР с центральным питанием

Для изготовления симметричных ЛР предлагается использовать высокочастотный ламинат с медным покрытием Sivolam 245 толщиной 1,52 мм ($\tau \approx \lambda_0 / 7$). Ламинат Sivolam 245 изготовлен на основе полипропилена с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 2.45$ и тангенсом диэлектрических потерь, не превышающим 0.0008. Необходимый узор ЛР может быть получен субтрактивным методом на основе травления меди с участков щелей.

Геометрические параметры ленточной АВВ выбраны при помощи расчетной модели, представленной выше. Общая длина структуры составляет 138.4 мм, длина каждой ЛР – 64 мм, ширина диэлектрического слоя ЛР – 7.2 мм, период (d) – 8 мм, ширина экранирующего металлического основания равна 27.2 мм.

ЛР на периоде содержит две щели одинаковой ширины $\Omega = 0.25$ мм – основную, расположенную на расстоянии $0.29 \cdot \lambda_0$ от апертуры открытого конца волновода WR-28, и дополнительную,мещенную относительно основной на $0.19 \cdot \lambda_0$. Смещение дополнительной щели подобрано по критерию максимума КПД для частоты 27.9 ГГц.

Основные электрические характеристики антенны, полученные в ходе полноволнового моделирования в «CST Studio Suite», представлены на рисунке 3. Результаты показывают, что максимум ДН в вертикальной (E -) плоскости направлен по нормали к плоскости раскрыва ($\Theta_m \approx 90^\circ$) и остается постоянным при изменении рабочей частоты (рисунок 3, *a*). Отсутствие частотной дисперсии угла максимального излучения достигается за счет центрального питания симметричных ЛР. Ширина главного лепестка ДН в вертикальной (E -) плоскости практически не изменяется в рассматриваемом частотном диапазоне и составляет порядка 4 градусов. Коэффициент усиления на частоте 27.9 ГГц достигает 18.6 дБ, максимальный уровень боковых лепестков на этой частоте равен «минус» 14.1 дБ.

Спроектированная антенна на частотах от 27.9 до 28.3 ГГц обладает достаточно высоким КПД (более 80 %). Однако к нижней границе диапазона рабочих частот (27.5 ГГц) КПД снижается с 79 до 45 %. Наилучшие показатели КПД (более 90 %) достигаются на частотах 28.1 - 28.3 ГГц (рисунок 3, *в*). КСВН в полосе 28.0 - 28.3 ГГц изменяется в пределах от 1.4 до 1.9 (рисунок 3, *б*). Отметим, что на частоте 27.5 ГГц антенна имеет завышенное значение КСВН, равное 6. Полученные частотные зависимости показывают, что коэффициент усиления антенны в рассматриваемой полосе частот изменяется от 16.1 до 19.3 дБ, а уровень бокового излучения составляет от «минус» 12 до «минус» 14 дБ.

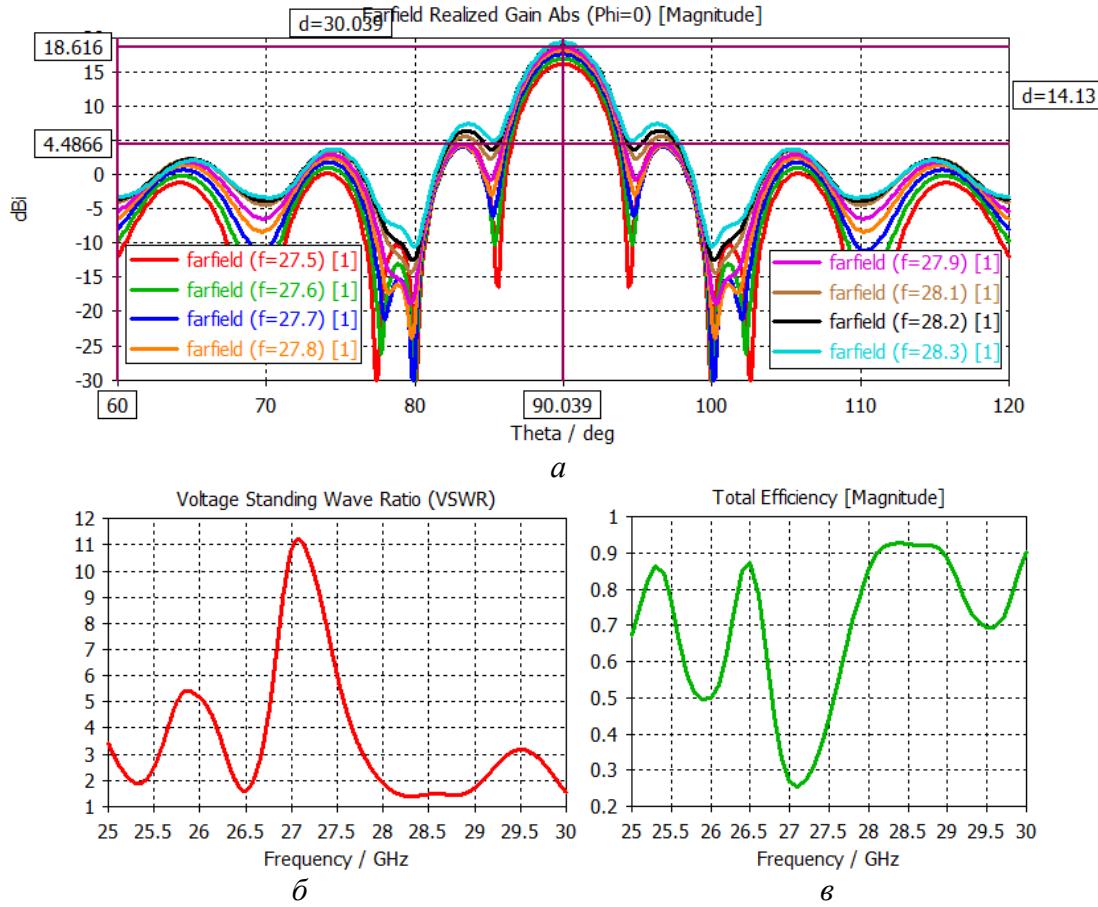


Рис. 3. Результаты полноволнового моделирования планарной АВВ с двумя симметричными ЛР: *a* – ДН в вертикальной (*E*-) плоскости; *б* – КСВН, *в* – КПД

Дальнейшие экспериментальные исследования показывают, что согласованное изменение ширины системы основных и дополнительных щелей на периоде, при сохранении расстояния между ними дает дополнительную возможность по снижению КСВН на входе АВВ и повышению КПД. Это вызвано взаимной компенсацией отраженных щелей волн в режиме резонанса Брэгга второго порядка. Из рисунка 4, *б* видно, что уменьшение ширины щелей ЛР до $\Omega = 0.17$ мм способствует снижению КСВН на частоте 27.5 ГГц до 2.4 (рисунок 4, *а*). КПД при этом увеличивается до 78 % (рисунок 4, *б*).

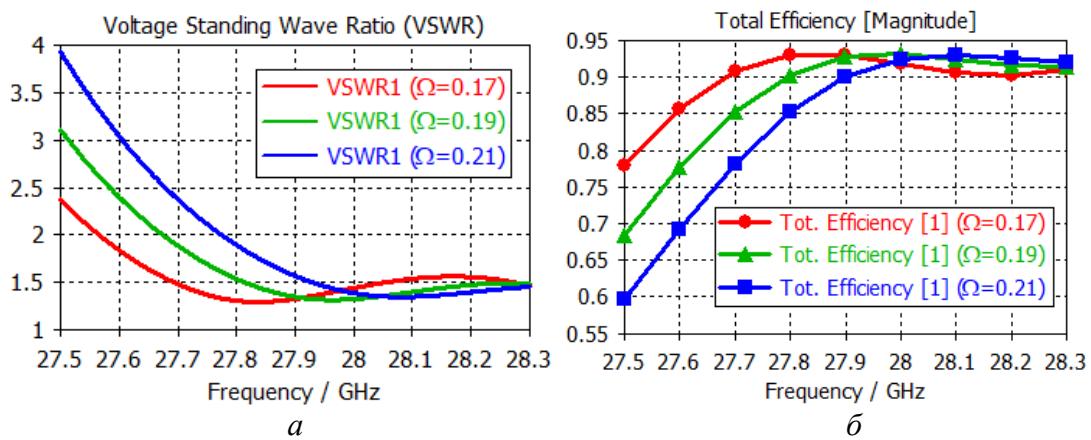


Рис. 4. Значения КСВН (*б*) и КПД (*в*) антенны в зависимости от частоты и ширины щелей

Таким образом, уменьшение ширины щелей при фиксированном расстоянии между системой дополнительных и основных щелей ЛР позволяет уменьшить КСВН, увеличить КПД и коэффициент усиления в нижней части диапазона. Однако при этом в верхней части полосы частот наблюдается некоторое возрастание УБЛ.

Обобщение полученных результатов позволяет сделать вывод о том, что рассматриваемая АВВ достаточно эффективна на частотах от 27.9 до 28.3 ГГц и может быть использована в качестве антенны базовой 5G-станции. Представленная антенна не содержит дорогостоящих материалов и проста в изготовлении. За счет двух щелей на периоде и лент разной ширины АВВ обладает дополнительными степенями свободы по управлению величиной связи ПДВ с ЛР.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Методом частичных областей с использованием процедуры переразложения Фурье и специальной модальной функции, описывающей граничные условия поля, решена задача дифракции плоской однородной H -поляризованной электромагнитной волны на одномерно-периодичной ЛР, содержащей несколько щелей на периоде. Отмечено, что при наличии одной щели на периоде решетки решение задачи совпадает с результатами, полученными другими авторами.

При помощи расчетной модели разработана конструкция антенны для базовой станции стандарта 5G на основе двух симметричных ЛР с центральным питанием. Экспериментально установлено, что спроектированная АВВ имеет веерный характер ДН в горизонтальной (H -) плоскости, а в верхней части частотного диапазона FR2 обладает относительно высокими значениями КПД и коэффициента усиления, низким КСВН и удовлетворительным уровнем бокового излучения. Коэффициент усиления в полосе частот 27.5 - 28.3 ГГц составляет от 16.1 до 19.3 дБ, а УБЛ – не хуже «минус» (12 - 14) дБ. Показано, что согласованным уменьшением ширины щелей и введением дополнительной щели, смещенной в пределах периода относительно основной щели на оптимизированное расстояние, возможно снизить уровень КСВН и повысить КПД.

Предложенная антенна сочетает отсутствие дорогостоящих материалов с технологичностью изготовления. Наличие двух щелей на периоде и лент разной ширины повышает гибкость в управлении величиной связи между ПДВ и ЛР.

ЛИТЕРАТУРА

1. Нечаев Ю. Б. Пат. 2432650 RU, МПК H01Q13/00. Плоская антенна с управляемой поляризационной характеристикой / Нечаев Ю. Б., Климов А.И., Золотухин А. В., Сидоров М. Ю, № 2010110828/06, заявл. 22.03.2010, опубл. 27.10.2011, бюл. № 30.
2. Шестопалов В. П. Дифракция волн на решетках / Шестопалов В. П., Литвиненко Л. Н., Масалов С. А., Сологуб В. Г. Харьков: Изд-во Харьк. ун-та, 1973. – 278 с.
3. Zhang Q. Enhanced scanning range design for leaky-wave antenna at 60 GHz / Zhang Q., Sarrazin J., Casaletti M. [et al.] // 13th European Conference on Antennas and Propagation, 2019.
4. He Y. J. Leaky-wave antennas for 5G/B5G mobile communication systems: a survey / He Y. J., Jiang J. C., Zhang L. [et al.] // ZTE Communications, 2020, Vol. 18, No. 3. – Pp. 3-11.
5. Khan R., Dubkariya D.C. Design of series feed microstrip antenna array for low side lobe level // International Journal of Electronics & Communication Technology, 2015, Vol. 6, No. 3. – Pp. 45-47.
6. Тихвинский В. О. Развитие сетей мобильной связи от 5G Advanced к 6G: проекты, технологии, архитектура / Тихвинский В. О., Терентьев С. В., Коваль В. А., Девяткин Е. Е. М.: Техносфера, 2023. – 528 с.

7. Koichi I., Kenji O., Yoshihiro K. Planar antennas for satellite reception // IEEE Transactions on Broadcasting, 1988, Vol. 34, No. 4. – Pp. 457-464.
8. Rozzi T., Ma L. Equivalent network of transverse dipoles on inset dielectric guide: application to linear arrays // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1990, Vol. 38, No. 3. – Pp. 380-383.
9. Baccarelli P. Improving performance in leaky-wave antennas based on uniform microstrip lines / Baccarelli P., Burghignoli P., Nallo C. D. [et al.] // 29th European Microwave Conference, 1999. – Pp. 126-129.
10. 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.
11. Kawamura T. Dual-layer parallel-plate waveguide feed for dielectric leaky-wave antenna / Kawamura T., Yamamoto A., Teshirogi T., Kawahara Y. // Proceedings of ISAP2007, 2007. – Pp. 117-120.
12. Хансен Р.С. Фазированные антенные решётки. М.: Техносфера, 2012. – 560 с.
13. Останков А. В. Моделирование рассеяния волн на щелевой решетке, экранированной периодической «гребенкой» со слоем диэлектрика / Останков А. В., Пастернак Ю. Г., Шерстюк О. И., Юдин В. И. // Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2003, Т. 6, № 2. – С. 68-71.
14. Останков А.В., Кирпичева И.А. Расчет параметров решетки из проводящих лент на экранированном диэлектрическом волноводе для антенны дифракционного излучения // Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. Серия: Естественные и Технические Науки, 2015, №01-02. – С. 3-10.
15. Zhou Z. A bidirectional quasi-endfire patch antenna with low elevation angle / Zhou Z., Shi J., Liu G. [et al.] // Micromachines 15, 2024, No. 6 : 777. – Pp. 1-13.
16. Климов А. И., Галузя М. А., Ерошенко Д. А. Плоская антenna СВЧ с высоким коэффициентом усиления и низким уровнем боковых лепестков диаграммы направленности // Вестник Воронежского института МВД России, 2022, № 4. – С. 124-133.
17. Останков А. В. Антипов С. А., Калинин Ю. Е. Анализ и синтез раскрыва антенн дифракционного излучения, построенных на основе квазипериодических гребенчатых решеток. Воронеж: ФГБОУ ВО "ВГТУ", 2016. – 181 с.
18. Климов А. И. Разработка и исследование плоских дифракционных антенн СВЧ и КВЧ диапазонов с электрически управляемыми характеристиками. Воронеж: Науч. книга, 2010. – 118 с.
19. Останков А. В. Интегрированная линейная антenna вытекающей волны с большим коэффициентом усиления / Останков А. В., Чернышев А. Ю., Крюков Д. Ю., Калинин Ю. Е. // Радиотехника, 2024, Т. 88, № 7. – С. 64-67.
20. Климов А. И. Плоские дифракционные СВЧ-антенны с фиксированной ориентацией линейной поляризации / Климов А. И., Меркулов К. Б., Останков А. В. и др. // Приборы и техника эксперимента, 1999, Т. 42, № 6. – С. 136.

REFERENCES

1. Nechaev Yu. B. Patent 2432650 RU, IPC H01Q13/00. Flat antenna with controlled polarization characteristic / Nechaev Yu. B., Klimov A. I., Zolotukhin A. V., Sidorov M. Yu, No. 2010110828/06, declared 22.03.2010, published 27.10.2011, bulletin No. 30.
2. Shestopalov V. P. Diffraction of waves on gratings / Shestopalov V. P., Litvinenko L. N., Masalov S. A., Sologub V. G. Kharkov: Publishing house of Kharkov University, 1973. – 278 p.

3. Zhang Q. Enhanced scanning range design for leaky-wave antenna at 60 GHz / Zhang Q., Sarrazin J., Casaletti M. [et al.] // 13th European Conference on Antennas and Propagation, 2019.
4. He Y. J. Leaky-wave antennas for 5G/B5G mobile communication systems: a survey / He Y. J., Jiang J. C., Zhang L. [et al.] // ZTE Communications, 2020, Vol. 18, No. 3. – Pp. 03-11.
5. Khan R., Dubkariya D. C. Design of series feed microstrip antenna array for low side lobe level // International Journal of Electronics & Communication Technology, 2015, Vol. 6, No. 3. – Pp. 45-47.
6. Tikhvinsky V.O. Development of mobile communication networks from 5G Advanced to 6G: projects, technologies, architecture / Tikhvinsky V.O., Terentyev S.V., Koval V.A., Devyatkin E.E. Moscow: Tekhnosfera, 2023. – 528 p.
7. Koichi I., Kenji O., Yoshihiro K. Planar antennas for satellite reception // IEEE Transactions on Broadcasting, 1988, Vol. 34, No. 4. – Pp. 457-464.
8. Rozzi T., Ma L. Equivalent network of transverse dipoles on inset dielectric guide: application to linear arrays // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1990, Vol. 38, No. 3. – Pp. 380-383.
9. Baccarelli P. Improving performance in leaky-wave antennas based on uniform microstrip lines / Baccarelli P., Burghignoli P., Nallo C. D. [et al.] // 29th European Microwave Conference, 1999. – Pp. 126-129.
10. Ostankov A. V., Kryukov D. Yu. Leaky-wave dielectric antenna with transverse radiation // Bulletin of the Voronezh State Technical University, 2024, Vol. 20, No. 2. – Pp. 80-91.
11. Kawamura T. Dual-layer parallel-plate waveguide feed for dielectric leaky-wave antenna / Kawamura T., Yamamoto A., Teshirogi T., Kawahara Y. // Proceedings of ISAP2007, 2007. – Pp. 117-120.
12. Hansen R. S. Phased antenna arrays. Moscow: Technosfera, 2012. – 560 p.
13. Ostankov A. V. Modeling of wave scattering on a slotted grating screened by a periodic «comb» with a dielectric layer / Ostankov A. V., Pasternak Yu. G., Sherstyuk O. I., Yudin V. I. // Physics of wave processes and radio engineering systems, 2003, Vol. 6, No. 2. – Pp. 68-71.
14. Ostankov A. V., Kirpicheva I. A. Calculation of the parameters of a lattice of conductive tapes on a shielded dielectric waveguide for a diffraction radiation antenna // Modern science: current problems of theory and practice. Series: Natural and Technical Sciences, 2015, No. 01-02. – Pp. 3-10.
15. Zhou Z. A bidirectional quasi-endfire patch antenna with low elevation angle / Zhou Z., Shi J., Liu G. [et al.] // Micromachines 15, 2024, No. 6 : 777. – Pp. 1-13.
16. Klimov A. I., Galuza M. A., Eroshenko D. A. Flat microwave antenna with high gain and low side lobe level of the radiation pattern // Bulletin of the Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia, 2022, No. 4. – Pp. 124-133.
17. Ostankov A. V., Antipov S. A., Kalinin Yu. E. Analysis and synthesis of the aperture of diffraction radiation antennas built on the basis of quasi-periodic comb arrays. Voronezh: Voronezh State Technical University, 2016. – 181 p.
18. Klimov A. I. Development and research of flat diffraction antennas of microwave and ultra-high frequency ranges with electrically controlled characteristics. Voronezh: Nauch. kniga, 2010. – 118 p.
19. Ostankov A. V. Integrated linear leaky wave antenna with high gain / Ostankov A. V., Chernyshev A. Yu., Kryukov D. Yu., Kalinin Yu. E. // Radio Engineering, 2024, Vol. 88, No. 7. – Pp. 64-67.
20. Klimov A. I. Flat diffraction microwave antennas with fixed orientation of linear polarization / Klimov A. I., Merkulov K. B., Ostankov A. V. [et al.] // Instruments and experimental equipment, 1999, Vol. 42, No. 6. – Pp. 136.

ЧАСТОТНО СКАНИРУЮЩАЯ АНТЕННА ДЛЯ РАДИОЛОКАТОРА НА ОСНОВЕ ДИФРАКЦИОННОЙ РЕШЕТКИ ЭШЕЛЕТТ

Е.А. Ищенко, А.Е. Медведев, Ю.Г. Пастернак, Д.К. Прокурин, С.М. Федоров

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

Аннотация. В работе рассматривается конструкция частотно-сканирующая антенная система радиолокатора, которая построена на основе дифракционной антенной решетки эшелетт, которая формирует отражающую поверхность в антенной системе. Полученная антенная система позволяет реализовать частотное сканирование лучом в азимутальной плоскости, а также путем изменения амплитудно-фазового распределения в угломестной. В процессе исследования рассматривается как один антенный элемент, так и десяти антенных элементов. Продемонстрирована эффективность реализации антенны как на основе одного антенного элемента, так и антенной решетки, при этом сохраняется высокий уровень коэффициента направленного действия антенны, коэффициент полезного действия, узкого лепестка и широким диапазоном сканирования.

Ключевые слова: сканирующая антenna; антenna радиолокатора; дифракционная решетка эшелетт; частотное сканирование.

FREQUENCY SCANNING ANTENNA FOR RADAR BASED ON ECHELETT DIFFRACTION GRATING

E. A. Ishchenko, A. E. Medvedev, Yu. G. Pasternak, D. K. Proskurin, S. M. Fedorov
Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russian Federation

Abstract. The paper considers the design of a frequency-scanning antenna system of a radar, which is built on the basis of a diffraction antenna array echelette, which forms a reflecting surface in the antenna system. The resulting antenna system allows implementing frequency scanning by a beam in the azimuth plane, as well as by changing the amplitude-phase distribution in the elevation plane. In the process of research, both one antenna element and ten antenna elements are considered. The efficiency of the antenna implementation is demonstrated both on the basis of one antenna element and an antenna array, while maintaining a high level of antenna directivity, efficiency, narrow lobe and a wide scanning range.

Keywords: scanning antenna; radar antenna; echelette diffraction grating; frequency scanning.

1. ВВЕДЕНИЕ

Реализация антенных систем со сканирующим лучом является важной и актуальной задачей. Отклонение луча антенны может осуществляться множеством методов: применение фазовращателей, коммутационных узлов, а также конструктивных особенностей, которые позволяют отклонять луч антенны. Особенно востребованы антенны с отклоняемым лучом в задачах построения радиолокационных систем. Системы радиолокации используются во многих задачах, как применение в задачах определения погоды [1], в системах навигации БПЛА [2] и других, но одной из наиболее важных частей радиолокационной системы является антенная компонента, которая должна обладать высоким коэффициентом усиления, а также узким лучом. Антенны для

систем радиолокации должны обладать широким диапазоном рабочих частот, особенно в случае применения систем с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) [3], могут управляться с использованием современных электронных компонентов [4, 5], что особенно важно для задач в миллиметровом диапазоне радиоволн. Для отклонения луча антенной решетки как правило применяют фазовращатели, которые определяют амплитудно-фазовое распределение в антенной решетке, как в работах [1, 6], или путем смещения облучателя линзованных систем [7], но наиболее передовыми являются схемы с частотозависимым положением луча [8]. В данной работе предлагается конструкция антенной решетки с дифракционной решеткой эшелетт, которая позволит реализовать частотное сканирование лучом в широком диапазоне частот.

2. КОНСТРУКЦИЯ ДИФРАКЦИОННОЙ РЕШЕТКИ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ОДНОЙ ЛИНИИ

Для формирования частотно сканирующей антенной решетки необходимо было выбрать отражающую частотно-зависимую поверхность, которая будет проста в реализации, при этом позволит работать в широком диапазоне частот. С точки зрения конструкции, а также возможности обеспечить эффективное отражение волн была выбрана решетка эшелетт, которая представляет из себя систему одинаковых зеркальных ячеек, которые при облучении волной формируют дифракционные пучки волн, которые впоследствии интерферируют. На рисунке 1 приводится вид математической модели решетки эшелетт.

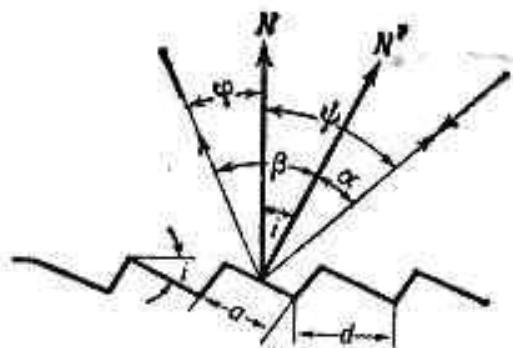


Рис. 1. Решетка эшелетт.

Для возбуждения дифракционной решетки предлагается использовать однопроводную линию, которая запитывается двумя круглыми пирамидальными рупорами, которые возбуждают линию эшелетт с увеличенной частотой решетки. Применение такой системы позволяет обеспечить эффективную связь между линией и дифракционной решеткой. Конструкция единичной линии излучения приводится на рисунке 2.

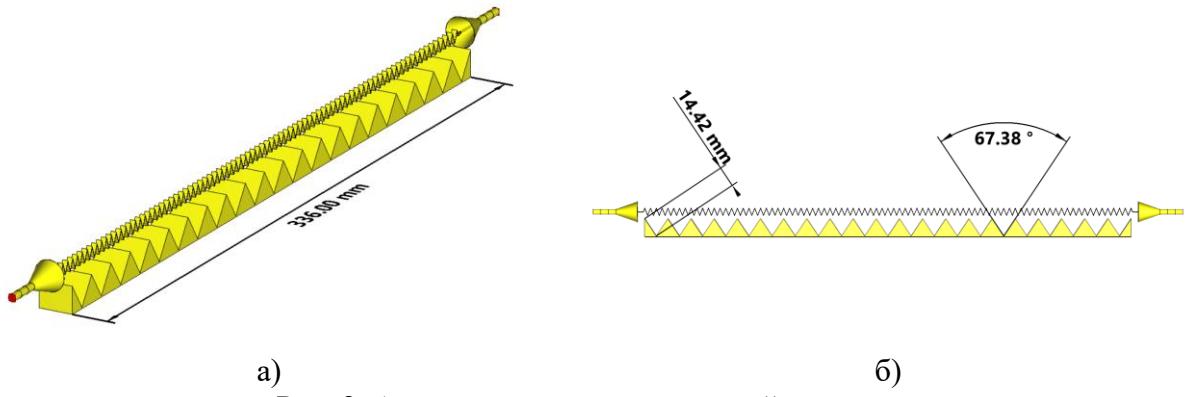
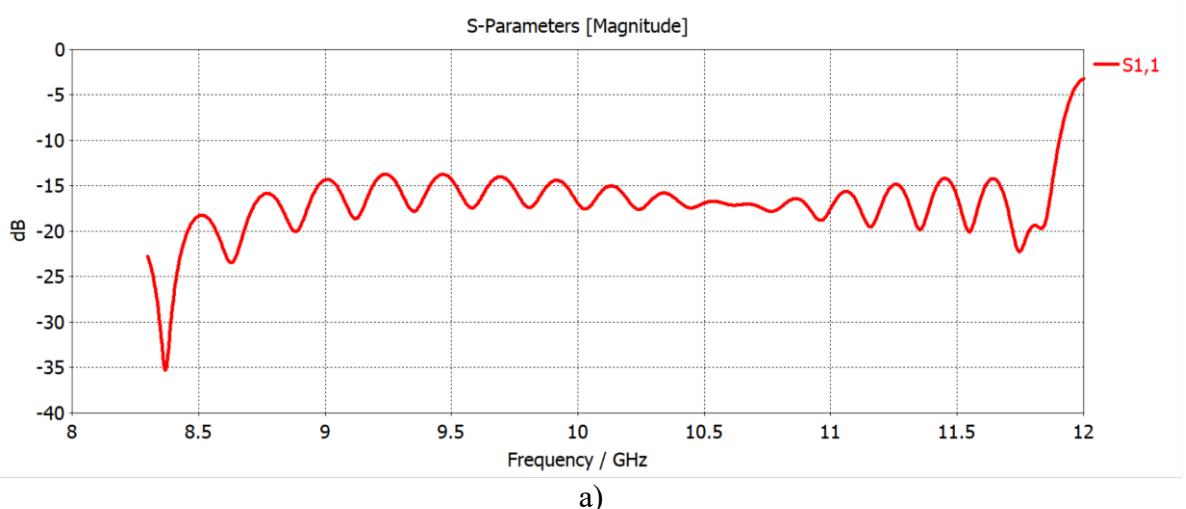


Рис. 2. Антennaя система с решеткой эшелетт.

Полученная антennaя система состоит из однопроводной линии, которая нагружена на два пирамидальных круговых рупорных излучателя, что позволяет повысить согласованность, а также расширить диапазон частотного сканирования. Нижняя решетка эшелетт имеет длину ребра в 14.42 мм и угол раскрыта 67.37 градуса. Благодаря такой конструкции удается сформировать антенную систему, которая работает в диапазоне частот от 8.3 до 12 ГГц, что позволяет обеспечить широкополосную антенную систему с частотным сканированием главным лепестком.

Диапазон рабочих частот антенн в соответствии с проведенным моделированием составил от 8 до 12 ГГц, что показано на рисунке 3а. При возбуждении 1 линии антенны формируется узконаправленная веерная диаграмма направленности, которая также обеспечивает сканирование по частоте, как это показано на рисунке 3б, при этом КНД антенны составляет 13.8 дБ (рисунок 3в), что формирует высоконаправленный луч. Единичный антенный элемент в диапазоне частот от 8 до 12 ГГц обеспечивает уровень КНД более 12 дБ, сканирование осуществляется в диапазоне ± 61 градус, а КПД более 50%.

Особенностью приведенного решения также является то, что антennaя система может быть легко масштабирована для увеличения уровня КНД, что позволит повысить разрешающую способность, а также сузить луч во второй плоскости пространства.



а)

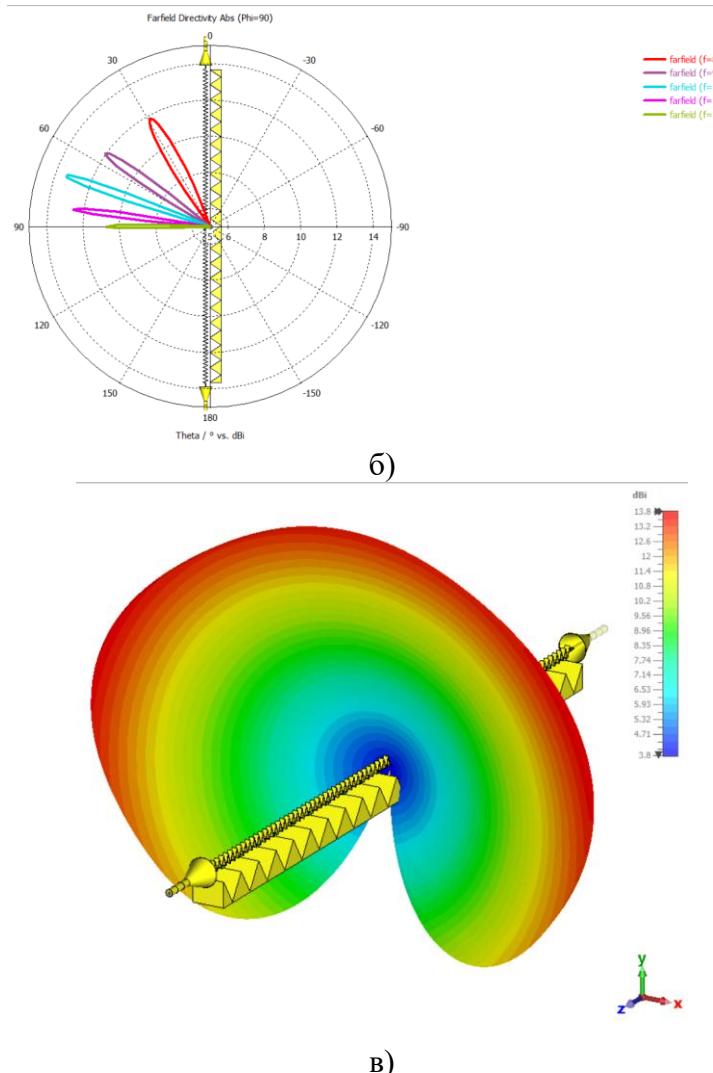


Рис. 3. Характеристики одиночного антенного элемента эшелетт: а) Согласование антенного элемента; б) Частотное сканирование одним антенным элементом; в) Диаграмма направленности одного элемента.

3. ИССЛЕДОВАНИЕ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ЭШЕЛЕТТ из 10 излучателей

Рассмотрим antennную решетку эшелетт, которая собрана из 10 линий, обладающих конструкцией с рисунка 2. Благодаря такому решению antennная система сохранит свойство частотного сканирования, однако увеличение числа antennных элементов по оси x приведет к сужению основного луча, что позволит дополнительно повысить направленные свойства antennы, чем повысится разрешающая способность. На рисунке 4 приводится вид antennной решетки эшелетт из 10 antennных линий.

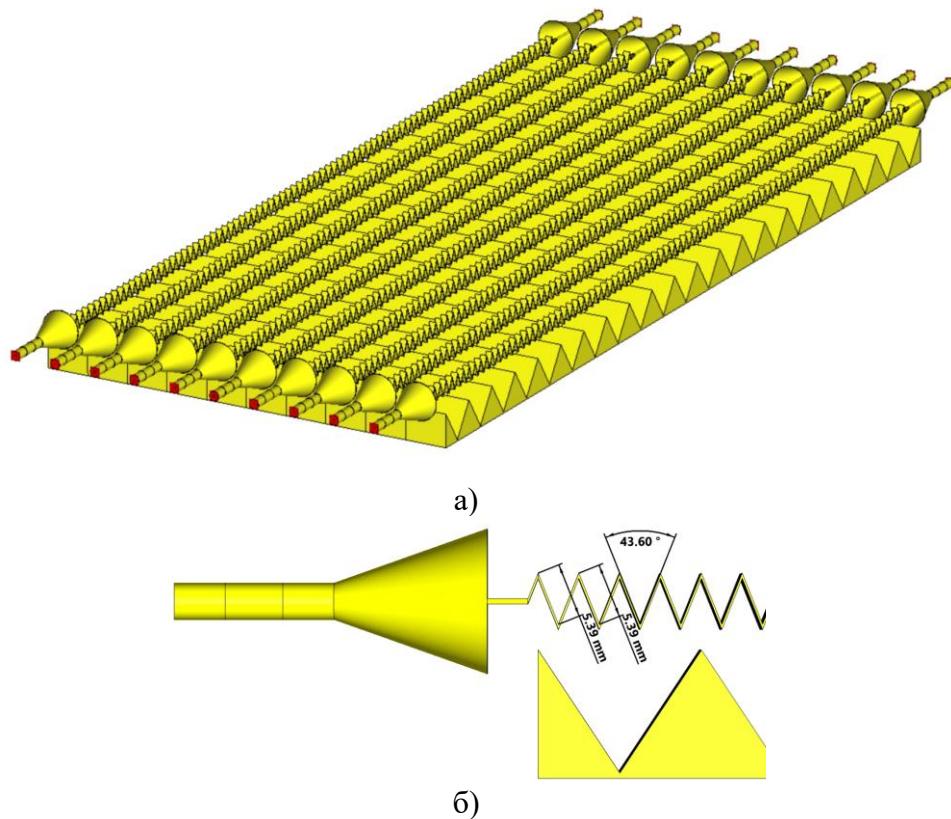
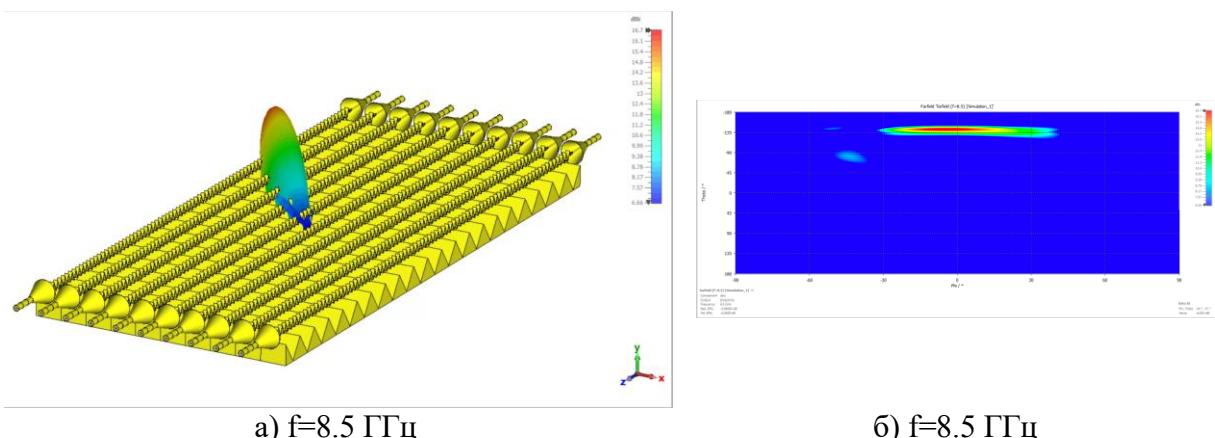


Рис. 4. Конструкция антенной системы эшелетт-эшелетт из 10 излучателей.

Полученная антенна сохранила диапазон рабочих частот от 8.5 до 11.7 ГГц, что позволяет обеспечить широкополосную работу антенны, что особенно важно для антенн с частотным сканированием, при этом использование соседних антенных элементов позволяет повысить эффективность до уровня более 70% во всем диапазоне частот. На рисунке 5 приводится вид диаграммы направленности при частотном сканировании 10 антennыми элементами. При этом важно отметить, что антенна сканирует в диапазоне частот от 8.3 до 12 ГГц, минимальный уровень КНД при этом составляет 14.8 дБ, а пиковое усиление 23.2 дБ, сканирование при этом осуществляется в диапазоне углов ± 77 градусов.



а) $f=8.5$ ГГц

б) $f=8.5$ ГГц

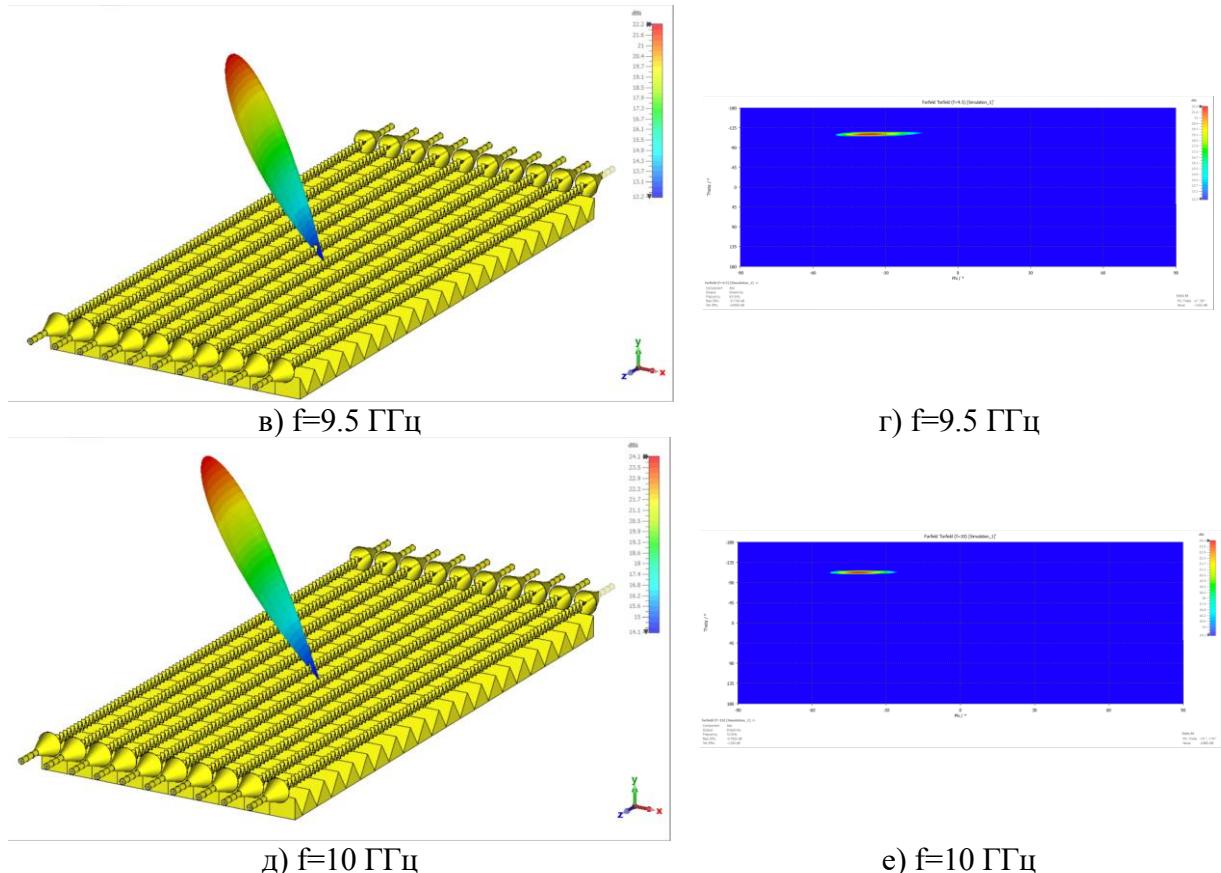


Рис. 4. Диаграммы направленности системы эшелетт-эшелетт.

Как видно, полученная антенна может сканировать лучом в широком диапазоне. Для отклонения луча в другой плоскости необходимо использовать диаграммообразующее устройство, как линза Ротмана или апланатическая линза, которая позволит достичь предельных характеристик отклонения луча.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотренные в данной работе антенные системы радиолокатора позволяют обеспечить частотное сканирование в пространстве, что позволяет обеспечить высокую эффективность работы антенны радиолокатора. Применение предложенной конструкции антенны позволяет обеспечить частотное сканирование, что позволяет повысить эффективность конструкции, а также избежать применения фазовращателей в конструкции антенны. Дифракционная решетка эшелетт проста в реализации, а также обеспечивает малые размеры, что позволяет использовать предложенную антенну для системы радиолокатора как наземного, так и воздушного базирования.

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. Ren Y.-J., Zhang Y. Ultra-lightweight dual-polarized X-band array antenna for airborne weather radar applications. // Microwave Optical Technology Letters, 2009, Vol. 51, Is. 5. – p. 1324-1326.

2. Lee H.-C., Kim I.-K., Yun T.-Y. Collision-avoidance radar-system antenna for a smart UAV. // *Microwave Optical Technology Letters*, 2005, Vol. 44, Iss. 6 – p.498-501.
3. Pan M., Chen B.. MIMO High Frequency Surface Wave Radar Using Sparse Frequency FMCW Signals. // *International Journal of Antennas and Propagation*, 2017, 7514916, – 16 pages.
4. Chung M.-A., Ting C.-W., Tseng K.-C. A Wide Bandwidth Vivaldi Antenna Suitable for 5G/6G Communication Utilizing a CMOS 0.18 μm Process. // *Telecom*, 2024, 5, – p. 400-415.
5. Han L., Wang C., Zhang W., Ma R., Zeng Q. Design of Frequency- and Pattern-Reconfigurable Wideband Slot Antenna. // *International Journal of Antennas and Propagation*, 2018, 3678018, – 7 p.
6. Liu H., Liu J., Huang J., Han C., Chen B., Liu Y., Xiang Y. A Wide-Band Low-Profile Antenna for a High-Integration Phased Array System. // *Sensors* 2024, 24, 3295.
7. Li X., Feng R., Tan Q., Yi J., Wang S., He F. Burokur, S.N. Additively-Manufactured Broadband Metamaterial-Based Luneburg Lens for Flexible Beam Scanning. // *Materials* 2024, 17, 2847.
8. Xiao Y., He L., Wei X. Dual-Band Dual-Circularly Polarized Shared-Aperture Phased Array for S-/C-Band Satellite Communications. // *Electronics* 2025, 14, 387.

REFERENCES

1. Ren Y.-J., Zhang Y. Ultra-lightweight dual-polarized X-band array antenna for airborne weather radar applications. // *Microwave Optical Technology Letters*, 2009, Vol. 51, Is. 5. – p. 1324-1326.
2. Lee H.-C., Kim I.-K., Yun T.-Y. Collision-avoidance radar-system antenna for a smart UAV. // *Microwave Optical Technology Letters*, 2005, Vol. 44, Iss. 6 – p.498-501.
3. Pan M., Chen B.. MIMO High Frequency Surface Wave Radar Using Sparse Frequency FMCW Signals. // *International Journal of Antennas and Propagation*, 2017, 7514916, – 16 pages.
4. Chung M.-A., Ting C.-W., Tseng K.-C. A Wide Bandwidth Vivaldi Antenna Suitable for 5G/6G Communication Utilizing a CMOS 0.18 μm Process. // *Telecom*, 2024, 5, – p. 400-415.
5. Han L., Wang C., Zhang W., Ma R., Zeng Q. Design of Frequency- and Pattern-Reconfigurable Wideband Slot Antenna. // *International Journal of Antennas and Propagation*, 2018, 3678018, – 7 p.
6. Liu H., Liu J., Huang J., Han C., Chen B., Liu Y., Xiang Y. A Wide-Band Low-Profile Antenna for a High-Integration Phased Array System. // *Sensors* 2024, 24, 3295.
7. Li X., Feng R., Tan Q., Yi J., Wang S., He F. Burokur, S.N. Additively-Manufactured Broadband Metamaterial-Based Luneburg Lens for Flexible Beam Scanning. // *Materials* 2024, 17, 2847.
8. Xiao Y., He L., Wei X. Dual-Band Dual-Circularly Polarized Shared-Aperture Phased Array for S-/C-Band Satellite Communications. // *Electronics* 2025, 14, 387.

ПРИМЕНЕНИЕ МОДЕЛЕЙ РАДИОКОМПОНЕНТОВ ПРИ ВЫПОЛНЕНИИ ЗАДАЧ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Е. А. Ищенко, Е. Д. Егорова, А. Е. Медведев, Д. К. Проскурин, Ю. Г. Пастернак,
С. М. Федоров

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

Аннотация. В статье рассматривается возможность решения сложных
электродинамических задач с использованием нелинейных радиокомпонентов,
заменяемых эквивалентными схемами. Рассматривается возможность использования
SPICE-моделей и Touchstone-файлов при описании характеристик радиокомпонентов. В
процессе исследования в роли радиокомпонентов выступали pin-диоды и МЭМС-
коммутаторы, которые коммутировали ячейки метаматериала.

Ключевые слова: эквивалентные схемы; SPICE; Touchstone; МЭМС-
коммутаторы; pin-диоды; метаматериал; электродинамическое моделирование.

APPLICATION OF RADIO COMPONENT MODELS IN EXECUTING ELECTRODYNAMIC MODELING TASKS

E. A. Ishchenko, E. D. Egorova, A. E. Medvedev, D. K. Proskurin, Yu. G. Pasternak,
S. M. Fedorov

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

Abstract. The article considers the possibility of solving complex electrodynamic problems using nonlinear radio components replaced by equivalent circuits. The possibility of using SPICE models and Touchstone files when describing the characteristics of radio components is considered. In the course of the study, pin diodes and MEMS switches that switched metamaterial cells acted as radio components.

Keywords: equivalent circuits; SPICE; Touchstone; MEMS-switches; pin-diodes;
metamaterial; electrodynamic simulation.

1. ВВЕДЕНИЕ

Многие современные устройства СВЧ в своей конструкции имеют множество активных радиочастотных компонентов, которые способны оказывать влияние на характеристики сигналов – усиливать, ослаблять, коммутировать части, изменять путь протекания токов. На основании этой задачи возникает потребность в моделировании активных устройств в структурах СВЧ, например коммутирующих pin-диодов в ячейках метаматериала. В таком случае возникает потребность в учете эквивалентных схем или наиболее точных моделей радиокомпонентов, так как моделирование внутренней структуры радиокомпонента невозможно.

Существует ряд работ, которые описывают процесс использования сосредоточенных элементов, которые замещают активные радиокомпоненты с последующим использованием эквивалентных моделей. В работе [1] авторы используют сосредоточенные элементы для моделирования МЭМС-коммутаторов, однако в процессе исследования наблюдается значительное упрощение модели, что приводит к ограничениям по точности исследования ввиду возникновения дилеммы между скоростью моделирования и его точностью. В работе [2] авторы используют для

моделирования эквивалентные схемы p-i-n-диодов для управления характеристиками диаграмм направленности антенны с возможностью коммутации ячеек, при этом авторы применяют точную модель элемента только в открытом состоянии, а в закрытом учит паразитных явлений отсутствует, что приводит к ухудшению точности моделирования. При этом важно отметить, что точность описания моделей радиокомпонентов напрямую зависит от того, добавил ли производитель модель компонента в базу систем схемотехнического моделирования или иную программную модель [3-5].

В данной работе рассматривается возможность решения задачи электродинамического моделирования с использованием SPICE-моделей и Touchstone-файлов МЭМС-ключей и p-i-n-диодов для эмуляции ячеек метаматериала в открытом и закрытом режимах при выполнении высокочастотного моделирования с использованием DS CST Studio Suite 2023 года и новее [6].

2. Особенности описания SPICE и TOUCHSTONE ФАЙЛОВ ДЛЯ ЗАДАЧ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Рассмотрение методов описания электронных компонентов начнем в исторической последовательности. Язык программирования для принципиальных схем SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) был разработан в Калифорнийском университете в Беркли в 1960-х годах [7]. Данный язык программирования позволяет описать на уровне эквивалентной схемы любой сложный радиокомпонент или использовать специальный язык для описания активных радиокомпонентов, как транзисторы, диоды, ключи. Особенностью листинга языка SPICE является то, что все множители степеней пишутся заглавными буквами, поэтому стоит учитывать, что модели с приставкой «мили» обозначаются заглавной M , а «мега», как X или MEG . На рисунке 1 приводится вид модели эквивалентной схемы p-i-n-диода, которая описана на языке SPICE.

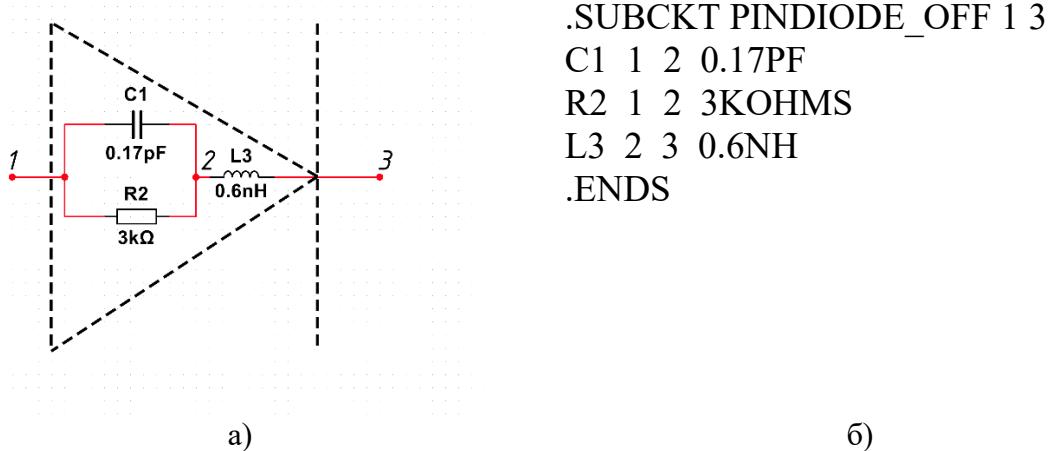


Рис. 1. Эквивалентная схема p-i-n-диода в закрытом режиме: а) Эквивалентная схема; б) Описание эквивалентной схемы на языке SPICE.

SPICE-модели имеют расширение файла «.cir», а для их редактирования может быть использован блокнот (Windows),TextEdit (macOS) или специализированное ПО, как micro-cap, Multisim или иные схемотехнические редакторы. Описание файла начинается с заголовка – «.SUBCKT», от которого табуляцией отделяется название компонента, после которого следуют номера положительного и отрицательного контакта элемента. Таким образом, файл заголовка имеет вид:

«.SUBCKT NAMECOMPONENT N+ N-»

Затем описываются компоненты, которые формируют схему, например сопротивления, емкости, индуктивности, а также сложные компоненты. Пример описания пассивного компонента:

«*CNAME N+ N- VALUESF <IC=INCOND>*»

В данном случае описывается конденсатор, которому соответствует ключ начала строки «*C*», далее указываются его контакты (номера узлов), емкость в фарадах. Особенностью использования нелинейных компонентов, как емкость и индуктивность заключается в возможности указания начальных условий *<IC=INCOND>* при проведении моделирования. Код модели завершается командой «*.ENDS*». Для комментирования кода используется символ «*». Таким образом, SPICE модели являются наиболее точными описаниями радиокомпонентов, что позволяет обеспечить повторение компонента другим производителем, что приводит к нарушению прав на интеллектуальную собственность, поэтому для большинства современных компонентов не существует открытых SPICE-моделей.

Для решения проблемы возможного повторения конструкции без ведома изготовителя корпорацией Hewlett Packard (HP) в 1984 году был предложен формат описания моделей Touchstone [8], который стал основным в программном обеспечении Advanced Design System (Keysight ADS). Последующим развитием данного формата файла стал формат IBIS (Input/output Buffer Information Specification), который представляет элемент в виде «черного» ящика, о котором только известны поведения сигналов на входах/выходах. Файлы Touchstone имеют расширение «*.s2p*», который хранит элементы матрицы рассеяния для радиокомпонента. Основные данные файла содержатся в заголовке, который имеет описание в виде строк. Описание заголовков Touchstone файла приводится в таблице 1.

Таблица 1. Описание файла Touchstone

Стартовая строка файла Touchstone:		
# <frequency unit> <parameter> <format> R <n>		
Функция в файле .s2p	Обозначение	Виды и описание
Строки комментариев	!	Возможно указание служебной или иной информации, которая не используется
Начало главной строки и считывания файла	#	Обозначает первую строку, которую начинает анализировать ПО
<frequency unit>	GHz MHz KHz Hz	Обозначает множитель частоты, который использовался при формировании записи, по умолчанию ГГц (GHz)
<parameter>	S Y Z H G	Указывает тип записанной матрицы параметров; по умолчанию используются S-параметры (матрица рассеяния)
<format>	DB MA RI	Формат записи данных: DB – амплитуда в дБ ($20 \log Mag$) и, через табуляцию, записывают углы; MA – абсолютные значения

		амплитуд (Magnitude) и, через табуляцию, записывают углы; RI – действительные-мнимые числа (Re-Im). По умолчанию используется формат MA, углы записываются в градусах
$R <n>$	$<n>$ – заменить на сопротивление	Указывает эталонное сопротивление при измерениях; по умолчанию 50 Ом

После обозначения первой строки файла через диез (#) начинается описание файла Touchstone, который имеет вид:

«!Demo Touchstone file

GHz S MA R 50

```
!freq magS11 angS11 magS21 angS21 magS12 angS12 magS22 angS22
1      0.9   -0.24  0.01   89.8   0.1    89.8   0.9   -0.24».
```

Таким образом, отчетливо видно, что Touchstone-файл не содержит информации о внутреннем строении компонентов, а является таблицей его измерений с использованием векторного анализатора цепей (ВАЦ) или полученного путем моделирования СВЧ-компонента. Недостатком же такого решения является то, что диапазон использования компонента полностью определяется файлом, так как учет компонента вне диапазона описания невозможен.

3. ВЫПОЛНЕНИЕ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЗАДАЧИ КОММУТИРОВАНИЯ МЕТАМАТЕРИАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ SPICE-МОДЕЛЕЙ И TOUCHSTONE-ФАЙЛОВ

В процессе моделирования исследовался слой метаматериала, который помещался в волновод WR510 (WG7, R18) с размерами 129.54x64.77 мм (5.10x2.55 дюймов) с частотой среза 1.157 ГГц. На рисунке 2 приводится вид решаемой задачи.

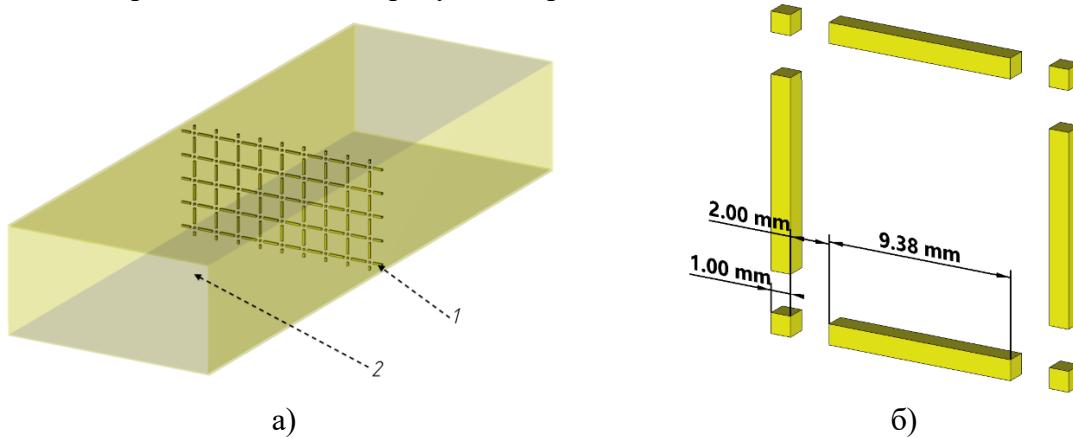


Рис. 2. Исследуемая в процессе моделирования задача: а) Пластина метаматериала (1), волновод (2); б) Ячейка метаматериала (в узлах ячеек размещаются коммутирующие устройства – pin-диоды или МЭМС-ключи).

В процессе исследования рассматривались две модели, одна – pin-диод в закрытом режиме на основании модели из [5]. На рисунке 3 приводится вид модели pin-диода, а также процесс получения Touchstone модели.

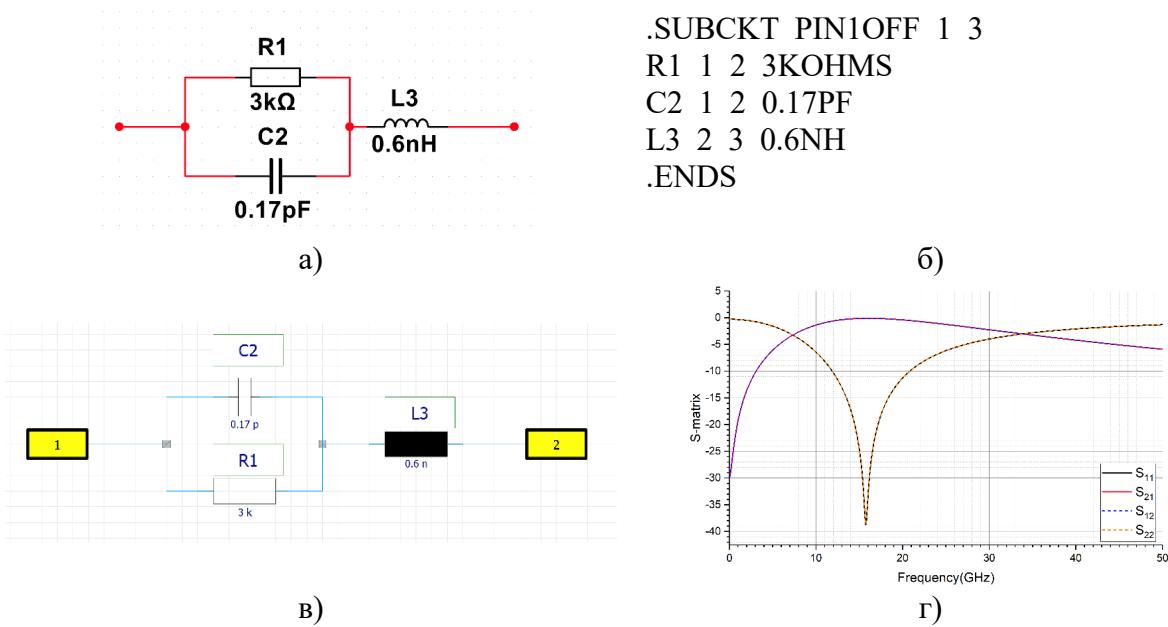


Рис. 3. Применение эквивалентной схемы pin-диода в закрытом режиме: а) Принципиальная эквивалентная схема; б) SPICE-код модели; в) Схема для получения S-параметров; г) S-параметры для Touchstone-файла.

SPICE-модель схемы была получена путем ручного прописывания кода с указанием узлов, что позволит сформировать код, который будет использован в процессе моделирования. Для получения Touchstone файла использовалось моделирование AC в блоке Schematic CST Studio. Полученные S-параметры сохранялись в Touchstone файл, который после этого использовался в трехмерном моделировании в виде модели-описания сосредоточенного элемента.

Аналогично была выбрана модель МЭМС-ключа из [9] для описания открытого режима метаматериала – рисунок 4.

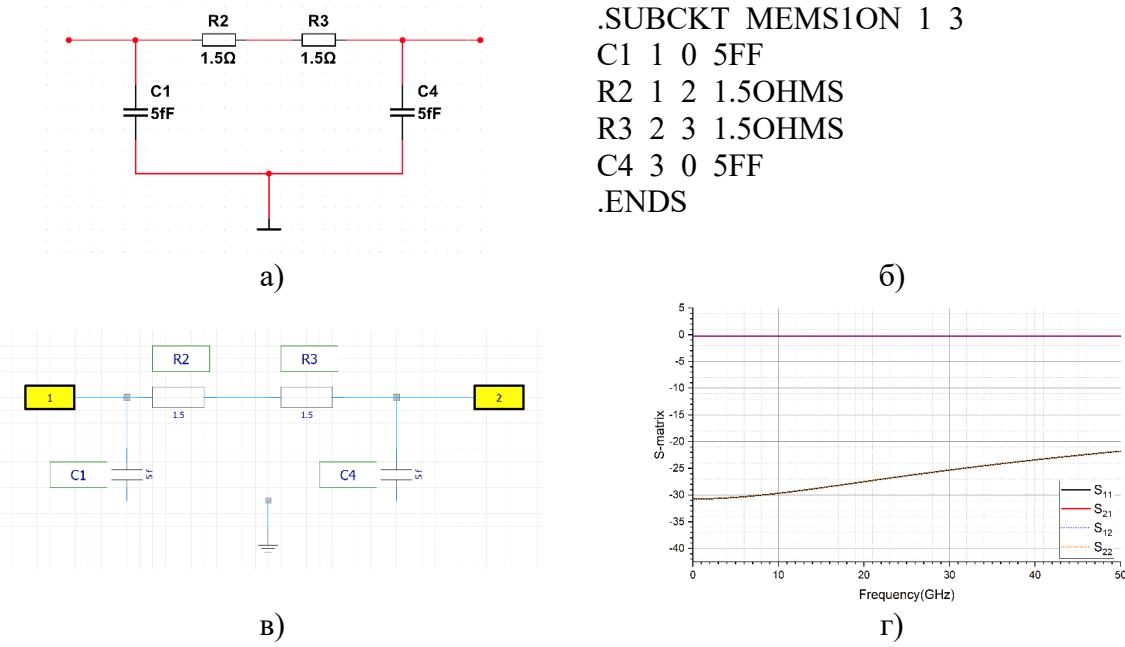


Рис. 4. Применение эквивалентной схемы МЭМС-ключа в открытом режиме: а) Принципиальная эквивалентная схема; б) SPICE-код модели; в) Схема для получения S-параметров; г) S-параметры для Touchstone-файла.

На основании полученных моделей проводилось моделирование для определения основных характеристик метаматериала при использовании SPICE и Touchstone-моделей – рисунок 5.

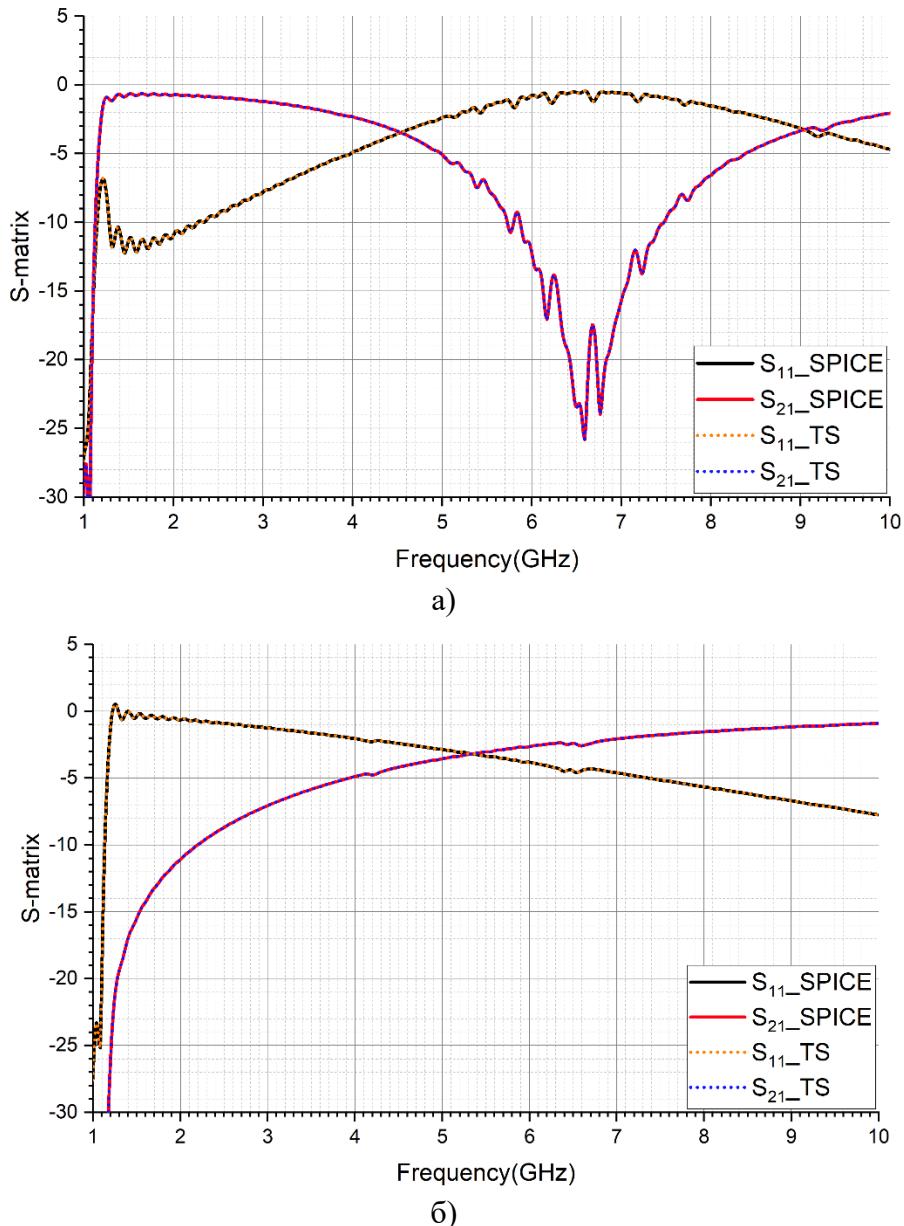


Рис. 5. S-параметры для волновода с управляемым метаматериалом с использованием Touchstone файлов для случая: а) Pin-диода в закрытом состоянии; б) МЭМС-переключателя в открытом состоянии.

Полученные результаты показывают, что характеристики одинаковы при использовании как SPICE, так и Touchstone-моделей. Однако в процессе моделирования было получено, что моделирование с использованием SPICE-моделей проходит быстрее и в целом оказывает меньшую нагрузку на вычислительный кластер. Так, при выполнении моделирования с использованием SPICE модели расчет занял 10,5 минут, при этом потребление оперативной памяти составило 57 ГБ с равномерной загрузкой 2 блоков TCC (Nvidia Tesla T4), а при использовании Touchstone расчет составил 13 минут

(увеличение на 5%), при этом объем использованной оперативной памяти увеличился до 69 ГБ. Увеличение времени было вызвано тем, что при использовании SPICE модели расчет характеристик происходит планомерно при моделировании, а Touchstone представляет из себя нелинейную зависимость, что усложняет задачу.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные в процессе исследования показывают, что применение активных радиокомпонентов при моделировании СВЧ-задач – важная и актуальная задача. Особое внимание стоит уделить тому, как радиокомпонент может быть описан. С точки зрения эффективности моделирования – применение SPICE моделей эффективнее и быстрее, однако большинство современных радиокомпонентов описываются только IBIS-файлами из которых могут быть получены Touchstone-модели, который также позволяют провести моделирование с наибольшей точностью.

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. Wu Z. -f., Liu J. -b. A new design of MEMS coplanar waveguide phase shifter. 2018 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium - China (ACES). 2018; 1-2. DOI: 10.23919/ACESS.2018.8669307.
2. Mingle S., Hassoun I., Kamali W. Beam-Steering in Metamaterials Enhancing Gain of Patch Array Antenna Using Phase Shifters for 5G Application. IEEE EUROCON 2019 - 18th International Conference on Smart Technologies. 2019; pp. 1-4. DOI: 10.1109/EUROCON.2019.8861926
3. Wu Z. N., Tang W. X., Cui T. J. A beam-steerable metamaterial lens using varactor diodes. IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP). 2015; pp. 1-3. DOI: 10.1109/IMWS-AMP.2015.7324902.
4. Chaimool S., Hongnara T., Rakluea C., Akkaraekthalin P., Zhao Y. Design of a PIN Diode-Based Reconfigurable Metasurface Antenna for Beam Switching Applications. International Journal of Antennas and Propagation. 2019; Vol. 2019. Article ID 7216324. 7 p. DOI: 10.1155/2019/7216324
5. Liu B., Lin G., Cui Y., Li R. An Orbital Angular Momentum (OAM) Mode Reconfigurable Antenna for Channel Capacity Improvement and Digital Data Encoding. Scientific Reports. 2017; Vol. 7. Article ID: 9852. 2017. DOI: 10.1038/s41598-017-10364-4.
6. Пастернак Ю.Г., Ищенко Е.А., Пендин В.А., Фёдоров С.М. Использование активного метаматериала в качестве интегрированного в волновод фазовращателя // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 1. С. 54–62. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-54-62.
7. Vladimirescu A. The SPICE Book. John Wiley & Sons, Inc. 432 p. 1994. ISBN-10: 0471609269.
8. Touchstone® File Format Specification. Rev 1.1. EIA/IBIS Open Forum. Agilent Corporation (Keysight Technologies). 11 p. 2003.
9. Casals-Terré J., Pradell L., Heredia J. C., Giacomozi F., Iannacci J., Contre-ras A., Ribó M. Enhanced Robustness of a Bridge-Type Rf-Mems Switch for Enabling Applications in

5G and 6G Communications. Sensors. Vol. 22. No. 22. Article ID: 8893. 2022. DOI: 10.3390/s22228893.

REFERENCES

1. Wu Z. -f., Liu J. -b. A new design of MEMS coplanar waveguide phase shifter. 2018 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium - China (ACES). 2018; 1-2. DOI: 10.23919/ACESS.2018.8669307.
2. Mingle S., Hassoun I., Kamali W. Beam-Steering in Metamaterials Enhancing Gain of Patch Array Antenna Using Phase Shifters for 5G Application. IEEE EUROCON 2019 - 18th International Conference on Smart Technologies. 2019; pp. 1-4. DOI: 10.1109/EUROCON.2019.8861926
3. Wu Z. N., Tang W. X., Cui T. J. A beam-steerable metamaterial lens using varactor diodes. IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP). 2015; pp. 1-3. DOI: 10.1109/IMWS-AMP.2015.7324902.
4. Chaimool S., Hongnara T., Rakluea C., Akkaraekthalin P., Zhao Y. Design of a PIN Diode-Based Reconfigurable Metasurface Antenna for Beam Switching Applications. International Journal of Antennas and Propagation. 2019; Vol. 2019. Article ID 7216324. 7 p. DOI: 10.1155/2019/7216324
5. Liu B., Lin G., Cui Y., Li R. An Orbital Angular Momentum (OAM) Mode Reconfigurable Antenna for Channel Capacity Improvement and Digital Data Encoding. Scientific Reports. 2017; Vol. 7. Article ID: 9852. 2017. DOI: 10.1038/s41598-017-10364-4.
6. Pasternak Yu., Ishchenko E., Pendyurin V., Fedorov S. Use of Active Metamaterial as a Phase Shifter Integrated into the Waveguide. Proc. of Telecom. Universities. 2021;7(1):54–62. (in Russ.) DOI:10.31854/1813- 324X-2021-7-1-54-62
7. Vladimirescu A. The SPICE Book. John Wiley & Sons, Inc. 432 p. 1994. ISBN-10: 0471609269.
8. Touchstone® File Format Specification. Rev 1.1. EIA/IBIS Open Forum. Agilent Corporation (Keysight Technologies). 11 p. 2003
9. Casals-Terré J., Pradell L., Heredia J. C., Giacomozi F., Iannacci J., Contre-ras A., Ribó M. Enhanced Robustness of a Bridge-Type Rf-Mems Switch for Enabling Applications in 5G and 6G Communications. Sensors. Vol. 22. No. 22. Article ID: 8893. 2022. DOI: 10.3390/s22228893.

ПРИМЕНЕНИЕ МАТЕРИАЛОВ АДДИТИВНОГО ПРОИЗВОДСТВА ДЛЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ОБТЕКАТЕЛЕЙ АНТЕНН

Е. А. Ищенко, Р. М. Ляпунов, Ю. Г. Пастернак, Д. К. Проскурин

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

Аннотация. В статье приводится исследование влияние корпусов на характеристики антенн. Для анализа корпуса выполнялись из материалов для аддитивного изготовления. В работе приводятся основные показатели матриц рассеяния, а также уровней принятых сигналов. Для исследований использовался векторный анализатор цепей, анализатор спектра и генератор. В статье приводятся графики матрицы возвратных потерь, а также уровней принятых сигналов. В статье приводится также анализ материалов и их характеристики по сложности печати.

Ключевые слова: аддитивные технологии; аддитивное изготовление; обтекатель антенны; FDM печать; фотополимерная печать.

APPLICATION OF ADDITIVE MANUFACTURING MATERIALS FOR THE MANUFACTURING OF ANTENNA RODOMES

E. A. Ishchenko, R. M. Lyapunov, Yu. G. Pasternak, D. K. Proskurin

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

Abstract. The article presents a study of the effect of housings on antenna characteristics. For the analysis, the housings were made of materials for additive manufacturing. The work presents the main indicators of the scattering matrices, as well as the levels of received signals. A vector network analyzer, spectrum analyzer and generator were used for the research. The article presents graphs of the return loss matrix, as well as the levels of received signals. The article also presents an analysis of the materials and their characteristics by the complexity of printing.

Keywords: additive technologies; additive manufacturing; antenna radome; FDM printing; photopolymer printing.

1. ВВЕДЕНИЕ

Рассмотрение любых задач аддитивного производства стоит начать с основного определения: аддитивное производство (технологии) – это процесс изготовления деталей, который основан на создании физического объекта по электронной модели путем добавления материала, как правило, слой за слоем, в отличие от вычитающего (субтрактивного) производства (механической обработки) и традиционного формообразующего производства (литья, штамповки). Наиболее распространенным видом аддитивного изготовления выступает трехмерная печать по технологии FDM/FFF [1]. История наиболее дешевого и распространенного в текущий момент метода изготовления трехмерных моделей путем расплавления полимеров с накладкой слой за слоем начинается в 1989 году, когда Скотт Крамп запатентовал FDM (Fused Deposition Modeling или печать методом послойного наложения) 3D принтер и основал компанию Stratasys, важно также отметить, что FDM – зарегистрированное название технологии, компании Stratasys, поэтому очень часто применяется название FFF (Fused Filament Fabrication), которое заменяет FDM. Особенностью такой технологии является простота реализации, надежность, а также поддержка широкого списка материалов [2]. На

сегодняшний день технологии аддитивного производства часто используются в процессе изготовления антенн [3, 4], так как они позволяют обеспечить высокую прочность [5, 6], простоту изготовления, повторяемость, а также требуемые диэлектрические параметры.

Однако существует широкий ряд термопластов, которые обладают принципиально разными характеристиками по диапазонам рабочих температур, сложности печати, а также по прочности. В данной работе рассматривается экспериментальное исследование по оценке влияния печатных обтекателей антенн, изготовленных из разных материалов на характеристики распространения электромагнитных волн.

2. ВЫБОР МАТЕРИАЛОВ ДЛЯ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ

В процессе выбора материалов для исследования был установлен ряд ограничений:

- 1) Материал должен быть в свободной продаже и поддерживаться большинством принтеров $t_{\text{печати}} < 300$ градусов Цельсия;
- 2) Материал не требует сложной постобработки путем запекания (как полиэфирэфиркетон (PEEK));
- 3) Материал имеет скорость печати более 60 мм/с;
- 4) Возможность свободного приобретения.

Таким образом, если рассмотреть пирамиду пластиков – рисунок 1, то можно выбрать следующий перечень материалов для исследования:

- PLA
- PETG
- ABS
- HIPS
- ASA
- PC
- PA6

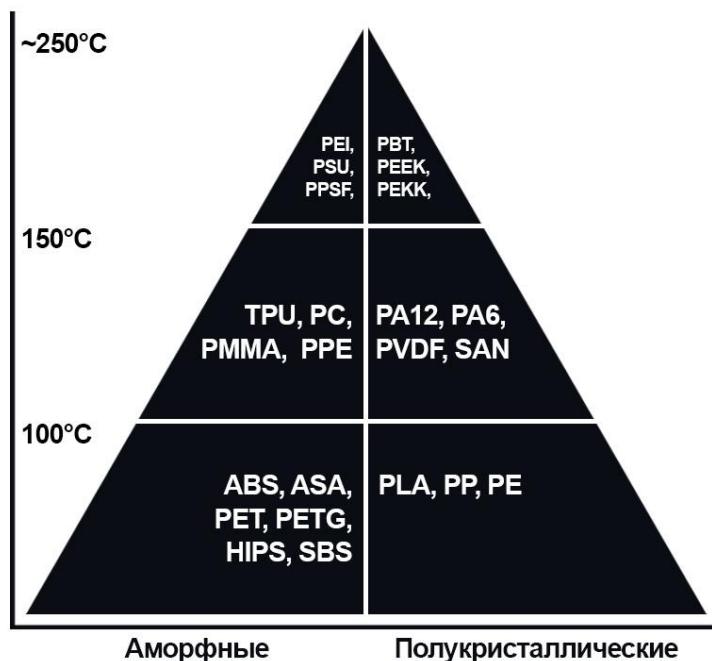


Рис. 1. Пирамида материалов FDM-печати.

Выбранные материалы можно разделить на три основные группы: композитные, инженерные и художественные. В роли инженерных выступают «сложные» материалы, как ABS, HIPS, ASA, PC, PA6. Для каждого материала можно дать краткое описание по предельным характеристикам:

PLA – полилактид – самый простой материал с точки зрения печати, относится к художественным материалам с предельной температурой эксплуатации 58 градусов. Печать данным материалом выполняется в диапазоне от 190 до 220 градусов Цельсия, при этом подогрев платформы на современных пластинах не обязателен (Bambu Lab SuperTak).

PETG – полиэтилентерефталат-гликоль – один из наиболее распространенных материалов с точки зрения универсального использования. Температура эксплуатации до 85 градусов, печать в диапазоне от 220 до 250 градусов Цельсия, подогрев платформы до 75 градусов. Особенностью такого материала также является его малая инерциальность, что позволяет использовать материал для пар скольжения – шестерней.

ABS – акрилонитрилбутадиенстирол – самый первый и один из наиболее распространённых материалов в 3D печати. Температура эксплуатации до 90 градусов Цельсия. Однако данный материал сложен в печати ввиду его усадивания и роста внутренних напряжений. Необходимо использование закрытой камеры с термостатированием или активного подогрева.

HIPS – ударопрочный полистирол – используется в 3D печати как материал поддержек для ABS, однако может быть использован и для самостоятельной печати. Преимущества – высокая прочность, малый вес. Более прост в печати, по сравнению с ABS. Печатается в диапазоне температур 220-260 градусов, имеет значительно более малую усадку.

ASA – акрилонитрил-стирол-акрилат – достаточно новый вид материала в мире 3D печати. Главное преимущество – малая усадка, высокая стойкость к внешнему воздействию, а также возможность реализации закипания, а следовательно, и малого веса. Основные свойства близки к ABS, планируется, что ASA полностью заменит ABS в ближайшее время. Имеет специфический запах, который более яркий, чем ABS.

PC – поликарбонат – обладает превосходными свойствами, высокой прочностью, малым весом, легко обрабатывается. Обладает одним из самых наилучших температурных диапазонов по эксплуатации от -40 до 120 градусов без измерения свойств. Требует температуры печати до 300 градусов, плохо адгезирует, но все эти недостатки меркнут по сравнению с основными свойствами.

PA – полиамид – нейлон – PA6, PA12, PA666 – один из наиболее сложных в печати материалов для 3D принтеров. Невероятно сильно гигроскопичен (быстро впитывает влагу), имеет сильную усадку, печать НЕВОЗМОЖНА без закрытой термостатированной камеры. Температура печати 260-270 градусов, температура стола 110-140 градусов + клей. Однако PA способен дать ряд показателей, которые недостижимы для простых материалов – химическая стойкость, когезивность слоев (прочность слоев одинакова в обоих направлениях), прочность, эластичность, высочайшая прочность на удар, малое скольжение в парах – шестерни из нейлона практически не изнашиваются.

Таким образом, были приведены основные матрицы материалов для 3D печати, которые будут использованы в эксперименте. Рассмотрим сам эксперимент, который использовался для изучения влияния корпусов, изготовленных аддитивным методом на характеристики антенны.

3. ХАРАКТЕРИСТИКИ АНТЕННЫ ДЛЯ ЭКСПЕРИМЕНТА. ХАРАКТЕРИСТИКИ МАТЕРИАЛОВ ПРИ ВЫПОЛНЕНИИ ПЕЧАТИ

Для проведения экспериментальных исследований была выбрана антenna клевер с рабочей частотой в 1 ГГц. Антenna выполнялась из медной проволоки с диаметром 2 мм. На рисунке 2 приводится вид антенны, а также ее основные характеристики.

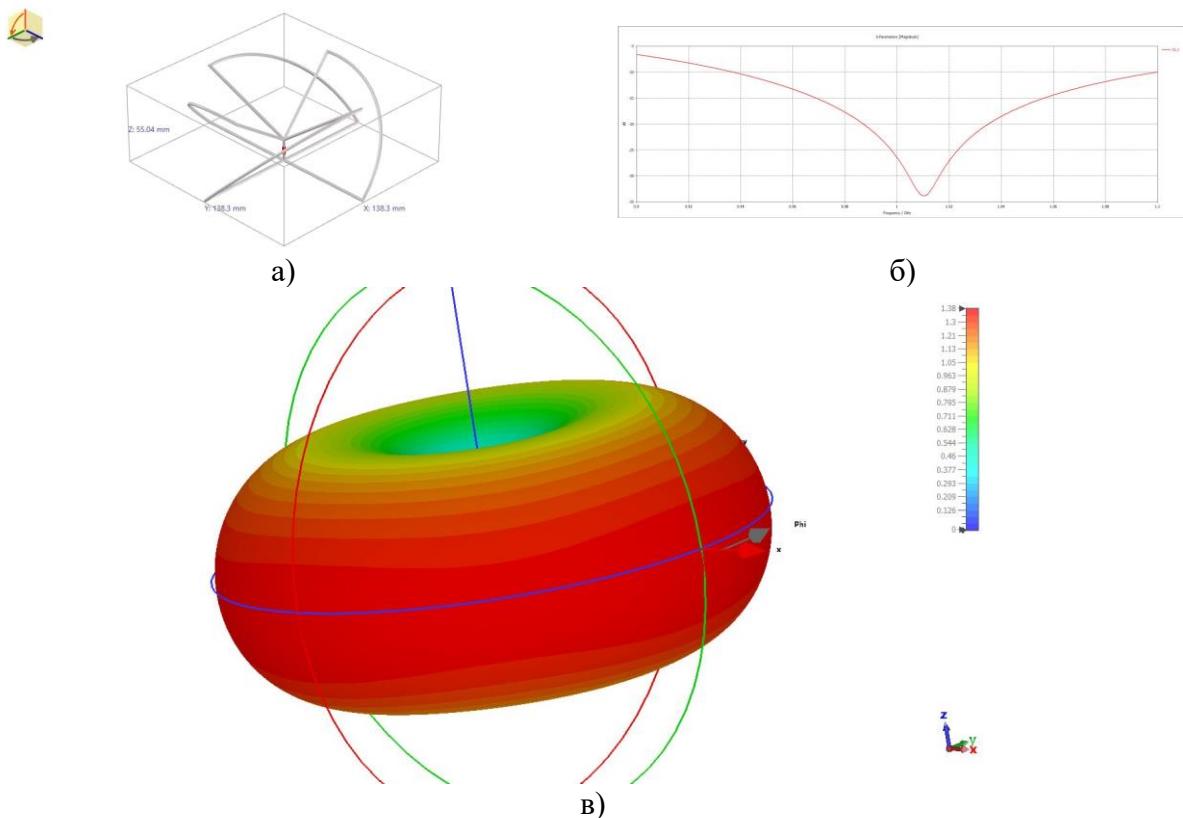


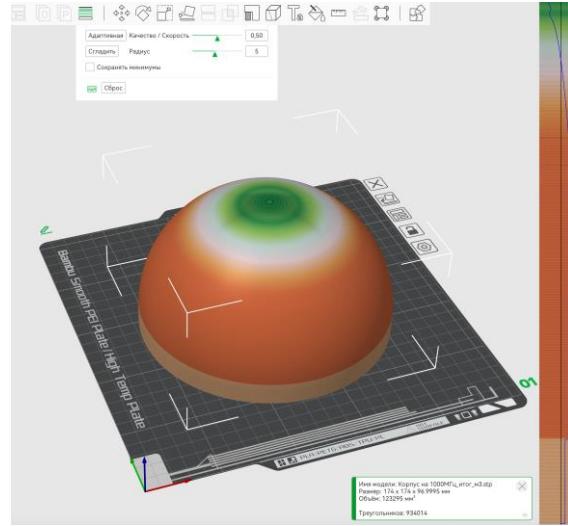
Рис. 2. Характеристики антенны типа «клевер»: а) Трехмерная модель антенны; б) Матрица согласования; в) Диаграмма направленности.

Выбор приведенной антенны был обусловлен ее явным резонансом на рабочей частоте, а также всенаправленной диаграммой направленности. После изготовления антенны был разработан корпус в программе Autodesk Inventor 2025, который изготавливался методом FDM 3D печати. Все корпуса выполнялись на 3D принтере Bambu Lab X1 Carbon Combo, кроме корпуса из PA6, который изготавливался на Picaso 3D Designer XL с подогревом камеры до 90 градусов и платформы до 140, для адгезии использовались 2 kleя, при этом успешная печать была выполнена с 10 попыток. Вид 3D принтера, а также подготовка модели приводится на рисунке 3, для печати использовался динамический слой, чтобы закруглить корпуса и обеспечить наиболее правильную форму.

В таблице 1 приводится вид основных характеристик по времени печати материалов, наполнителю для композитов, цвет, стоимость, а также технологичность – показатель сложности печати. Важно отметить, что в данном списке присутствует 1 материал – Resin, который предназначен для фотополимерной печати по SLA технологии. Под данным материалом подразумевается Anycubic Water Wash Resin, который печатался на Anycubic Photon Mono M7 Pro. Вес одной сферы составлял порядка 140 грамм.



a)



б)

Рис. 3. Изготовление корпусов антennы: а) 3D принтер; б) Подготовка модели в Bambu Studio.

Таблица 1. Характеристики материалов при выполнении печати

Материал	Цвет	Примеси/ Добавки/ Особенности	Время печати чч:мм	Технологичность (чем выше балл, тем сложнее печать)	Стоимость \$/кг
Bambu Lab PLA Basic Jade White	Белый	-----	2:58	★	19.99
Bambu Lab PLA Glow	Светло-синий	Фосфор, повышенная абразивность	3:07	★★	24.99
Bambu Lab PLA Sparkle	Crimson Red (Малиновый красный)	Металлический порошок	3:50	★	24.99
Bambu Lab PLA Metal	Кобальтовый синий	Повышенная текучесть	2:57	★	24.99
Bambu Lab PLA Matte	Темно зеленый	Пониженная текучесть	2:55	★	19.99
Bambu Lab PLA Marble	Гранитный	Мелкая каменная крошка, повышенная абразивность	3:50	★★	24.99
Sunlu PLA Wood	Светло коричневый	Деревянный порошок	3:50	★	19.99
Bambu Lab PLA-CF	Royal Blue Королевский синий	Композит, наполнитель углеволокно, повышенная абразивность	3:24	★★	34.99
Bambu Lab PETG-HF	Черный	Добавки для повышения потока	2:59	★	19.99
Bambu Lab PETG Translucent	Тиффани	-----	6:08	★	19.99

Bambu Lab PETG-CF	Оксид титана	Композит, наполнитель углеволокно, повышенная абразивность	3:56	★★★★★	31.99
Kingroon ABS	Черный	-----	3:24	★★★★★	11.99
Bambu Lab ABS-GF	Синий	Стекловолокно, повышенная абразивность	3:50	★★★★★	29.99
REC HIPS	Натуральный (молочно-белый)	-----	3:24	★★★★★	25.99
Bestfilament HIPS	Черный	-----	4:58	★★★★★	18.99
Bestfilament ASA	Натуральный (Желто-белый)	-----	3:50	★★★	42.99
Bambu Lab PC	Прозрачный	-----	3:08	★★★★★	39.99
Filamentarno PA6	Натуральный (белоснежный)	-----	38:10 (10 попыток)	★★★★★★★★	27.99
Bambu Lab PAHT-CF	Черно-угольный	Композит, наполнитель углеволокно, повышенная абразивность	4:58	★★★★★★★	94.99
Resin SLA	Светло-серый	-----	7:52	★★★★★★★	28.99

Важно отметить, что применение наполнения в материалах, как углеволокно, приводит к изменению свойств, причем сложность печати такими материалами возрастает. Основной причиной является то, что при добавлении армирующих волокон в матрицу приводит к появлению пустот, где могут задерживаться молекулы воды, поэтому филамент требует просушки перед печатью. В процессе производства обтекателей было обнаружено, что армирование PETG углеволокном значительно ухудшило печатаемость, так как в вязкую матрицу добавляются волокна, что ухудшает печать мостов, а следовательно, требует поддержек для нависаний. Использование же углеволокна в PAHT-CF повысило печатаемость, так как значительно уменьшилась усадка материала благодаря использованию армирующего волокна в матрице PA12 для данного материала. Таким образом, применение армирования позволяет также снизить усадку материалов, что особенно важно для печати с использованием матриц из нейлона, ABS, ASA и других сложных материалов. На рисунке 4 приводится вид распечатанных корпусов, которые выполнены из всех материалов, которые приводятся в таблице 1.



Рис. 4. Изготовленные обтекатели для измерений.

Полученные модели после печати требовали обработки, так как на самых верхних слоях возникли нависания, которые необходимо было сгладить. Для решения данной проблемы использовались химические и температурные методы:

- 1) Применение дихлорметана (CH_2Cl_2) – химическая обработка материалов с матрицей на основе PLA и PETG;
- 2) Ацетон ($\text{C}_3\text{H}_6\text{O}$) – обработка стирол-содержащих материалов основной группы – ABS, ASA;
- 3) D-лимонен ($\text{C}_{10}\text{H}_{16}$) – обработка и растворение полистирола (HIPS);
- 4) Температурная обработка паяльным феном – температура 450, максимальный поток – группа полиамидов (PA), поликарбонат (PC).

После обработки выполнялись основные измерения характеристик антенны с учетом влияния корпусов-обтекателей.

4. ЛАБОРАТОРНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННЫ С УЧЕТОМ ВЛИЯНИЯ КОРПУСОВ, ИЗГОТОВЛЕННЫХ АДДИТИВНЫМ МЕТОДОМ

Процесс эксперимента базировался на двух измерениях – измерении характеристик матрицы рассеяния с использованием векторного анализатора цепей Rohde&Schwarz ZNH4, а также приема излученного сигнала с измерениями на спектральном анализаторе. Процесс измерения характеристик матрицы рассеяния приводится на рисунке 5.



a)



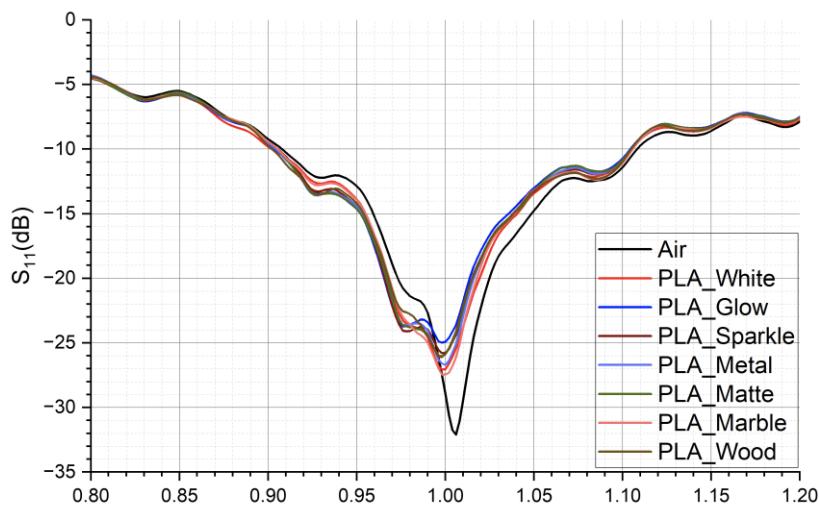
б)

Рис. 5. Измерение характеристик матрицы рассеяния: а) Процесс измерений; б) Антenna в обтекателе из материала Bambu Lab PLA Sparkle.

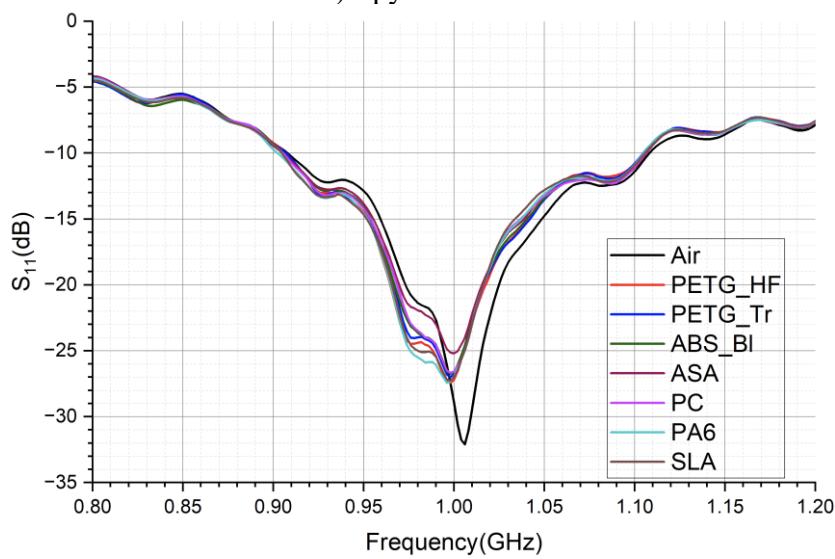
Так как анализ графиков матриц возвратных потерь на одной Декартовой плоскости неудобен, то результаты были разделены по следующим группам:

- 1) Группа PLA – рисунок ба;
- 2) Группа PETG/ABS/ASA/PC/PA6/SLA – рисунок бб
- 3) Группа композитов и HIPS – рисунок бв.

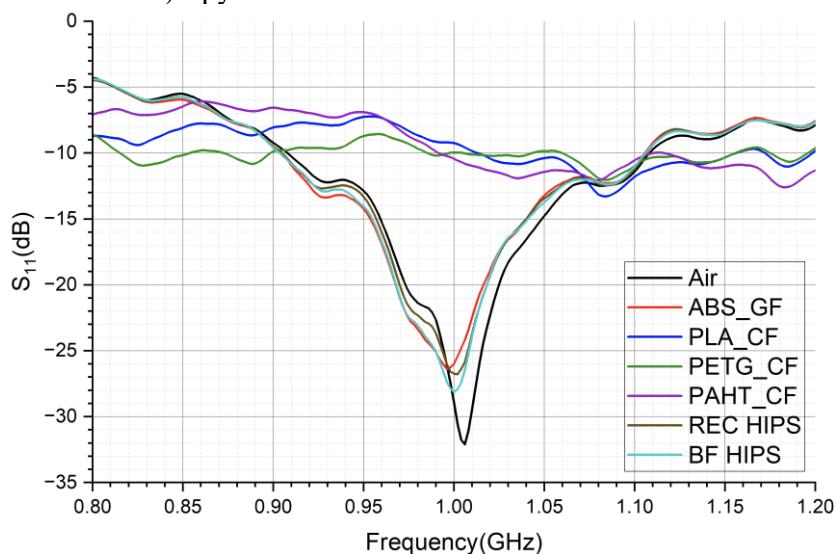
Дополнительно в таблице 2 приводится значение S_{11} на частоте 1000 МГц, а также ширина диапазона рабочих частот по уровню -10 дБ, а также изменения относительно случая использования антенны без корпуса.



а) Группа PLA



б) Группа PETG/ABS/ASA/PC/PA6/SLA



в) Группа композитов и HIPS

Рис. 6. Характеристики матрицы рассеяния при использовании 3D печатных обтекателей.

Таблица 2. Изменение характеристик в зависимости от материала

Материал	$S_{11} f=1000$ МГц, дБ	$\Delta f(S_{11}=-10 \text{ dB})$, МГц	Изменение S_{11} , дБ	Изменение полосы, МГц
Воздух	-28.91	200	---	---
Bambu Lab PLA Basic Jade White	-27.05	202	1.86	2
Bambu Lab PLA Glow	-24.90	200	4.01	0
Bambu Lab PLA Sparkle	-25.77	198	3.14	-2
Bambu Lab PLA Metal	-26.71	198	2.20	-2
Bambu Lab PLA Matte	-25.89	198	3.02	-2
Bambu Lab PLA Marble	-27.44	198	1.47	-2
Sunlu PLA Wood	-25.84	204	3.07	4
Bambu Lab PETG-HF	-27.21	196	1.70	-4
Bambu Lab PETG Translucent	-26.75	196	2.16	-4
Kingroon ABS	-26.60	198	2.31	-2
Bestfilament ASA	-25.20	200	3.71	0
Bambu Lab PC	-26.56	200	2.35	0
Filamentarno PA6	-26.95	200	1.96	0
Resin SLA	-26.97	200	1.94	0
Bambu Lab ABS-GF	-25.98	200	2.93	0
Bambu Lab PLA-CF	-9.23	---	19.68	---
Bambu Lab PETG-CF	-9.95	---	18.96	---
Bambu Lab PAHT-CF	-10.43	---	18.48	---
REC HIPS	-26.74	202	2.17	2
Bestfilament HIPS	-28.12	200	0.79	0

Полученные результаты показывают, что установка корпуса приводит к ухудшению согласования, при этом использование угленаполненных материалов приводит к сглаживанию графика и подавлению резонанса, что вызвано проводимостью тока углеродным волокном. На рисунке 7 приводится график изменения S_{11} -параметра относительно свободного пространства при использовании материалов.

Следующим этапом экспериментального исследования был прием излученного сигнала с генератора. В процессе исследования с генератора излучался сигнал с частотой в 1000 МГц и уровнем 0 dBm, который впоследствии принимался на анализатор спектра – рисунок 7. Полученные уровни сигналов приводятся в таблице 3, а также их графическое представление – рисунок 8.

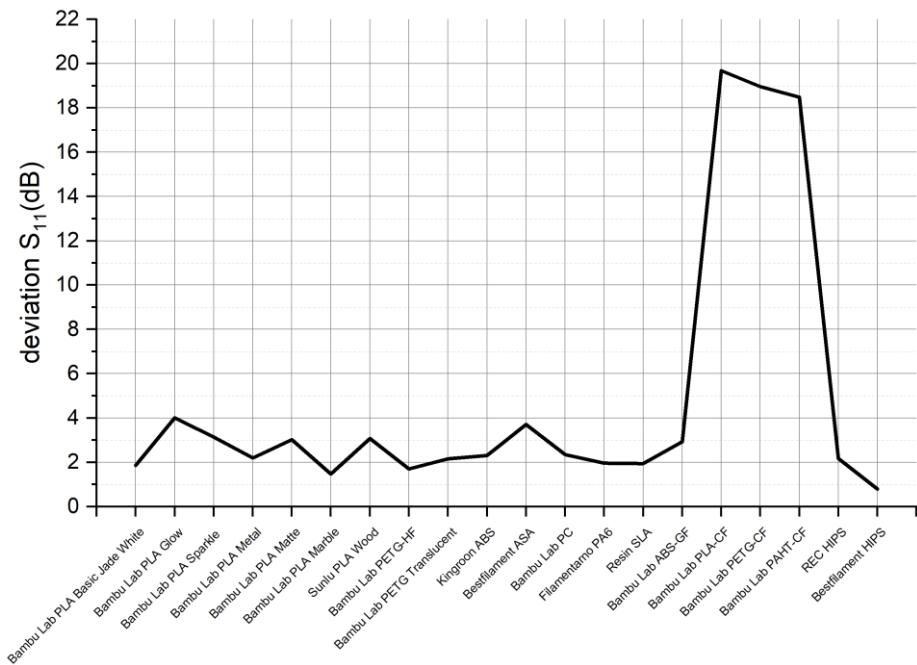


Рис. 7. Отклонение уровня S_{11} от значений свободного пространства.



Рис. 8. Процесс измерения характеристик антенны при облучении генератором.

Таблица 3. Зависимость уровня сигнала от материала обтекателя

Материал	Уровень сигнала, dBm	Отклонение уровня от свободного пространства, dBm
Воздух	-30.5	0
Bambu Lab PLA Basic Jade White	-31.8	-1.3
Bambu Lab PLA Glow	-32.05	-1.55
Bambu Lab PLA Sparkle	-32.45	-1.95
Bambu Lab PLA Metal	-33.5	-3
Bambu Lab PLA Matte	-33.45	-2.95
Bambu Lab PLA Marble	-34.89	-4.39
Sunlu PLA Wood	-34.25	-3.75
Bambu Lab PETG-HF	-34.69	-4.19
Bambu Lab PETG Translucent	-34.59	-4.09
Kingroon ABS	-35.49	-4.99
Bestfilament ASA	-36.98	-6.48
Bambu Lab PC	-32.9	-2.4
Filamentarno PA6	-34.95	-4.45
Resin SLA	-33.7	-3.2

Bambu Lab ABS-GF	-34.86	-4.36
Bambu Lab PLA-CF	-31.59	-1.09
Bambu Lab PETG-CF	-32.47	-1.97
Bambu Lab PAHT-CF	-30.57	-0.07
REC HIPS	-34.42	-3.92
Bestfilament HIPS	-34.32	-3.82

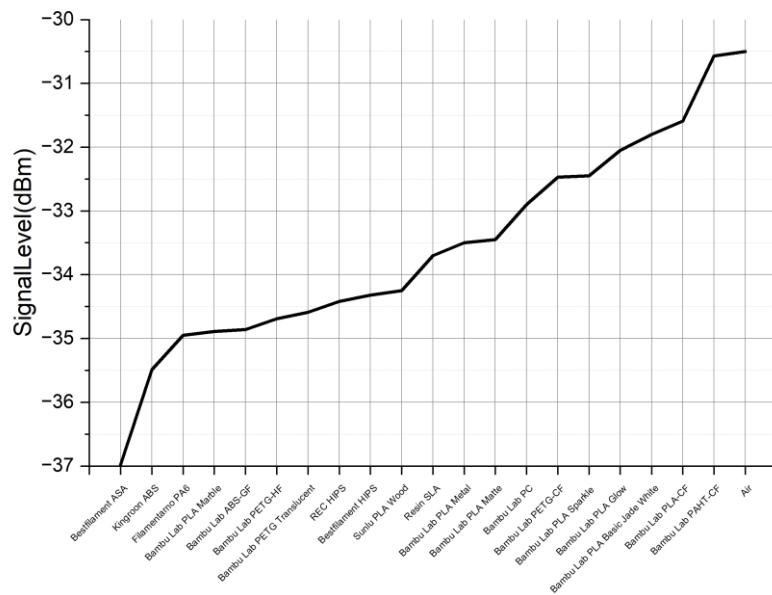


Рис. 9. Зависимость уровня сигнала от материала обтекателя.

Полученные результаты показывают, что наихудшее качество приема обеспечивают материалы базовой стироловой группы ASA и ABS. При анализе других групп материалов можно отметить, что добавление каменной крошки в PLA ухудшило показатели, так PLA Marble показал худший результат. Добавление присадок к PETG для повышения потока не привело к серьезному падению уровня принятого сигнала. Среди сложных материалов наилучшие показатели показал поликарбонат (PC), который оказался наиболее близок к воздуху. Среди художественных – PLA базовой линейки (белый цвет). Особое внимание стоит уделить композитным материалам. Угольное наполнение ухудшило согласование антенн, как это показали значения из таблицы 2, однако благодаря проводимости сформировалась «линза», которая обеспечила преломление волн.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенное в данной работе исследование показало, что применение аддитивного производства для изготовления корпусов антенн возможно, при этом широкий спектр материалов позволяет выбрать наиболее оптимальный для достижения наиболее оптимальных характеристик по приему сигналов, простоте печати, а также условий внешнего воздействия. С точки зрения анализа полученных характеристик для антенны с частотой 1000 МГц было получено, что среди «чистых» материалов наиболее оптимальными являются PLA Basic->PC->HIPS->PETG->PA6->ABS->ASA. Помимо анализа характеристик для стандартных материалов в статье были рассмотрены также модифицированные материалы, а также композитные полимеры с разными основными матрицами материалов. Особое внимание также стоит уделить технологичности материалов, так как сложность печати напрямую зависит от характеристик основных частей полимеров.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

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

ЛИТЕРАТУРА

1. Umair M., Kim W. S. An Online 3D Printing Portal for General and Medical Fields. // 2015 International Conference on Computational Intelligence and Communication Networks (CICN), 2015, – pp. 278-282.
2. Sharma V., Roozbahani H., Alizadeh M., Handroos H. 3D Printing of Plant-Derived Compounds and a Proposed Nozzle Design for the More Effective 3D FDM Printing. // IEEE Access, 2021, Vol. 9, – pp. 57107-57119.
3. Zhu S., Du W., Wang X., Han G., Ren Z., Zhou K. Advanced Additive Remanufacturing Technology. // Chinese Journal of Mechanical Engineering: Additive Manufacturing Frontiers, 2023, Vol. 2, Iss. 1. – 13p.
4. Wang Y., Zhang X., Su R., Chen M., Shen C., Xu H., He R. 3D Printed Antennas for 5G Communication: Current Progress and Future Challenges. // Chinese Journal of Mechanical Engineering: Additive Manufacturing Frontiers, 2023, Vol. 2, Iss 1. – 18 p.
5. Kuznetsov V. E., Solonin A. N., Tavitov A. G., Urzhumtsev O. D., Vakulik A. H. Increasing of strength of FDM (FFF) 3D printed parts by influencing on temperature-related parameters of the process. // Preprints (www.preprints.org), 2018, – 32 p. doi:10.20944/preprints201803.0102.v2
6. Kuznetsov V.E., Solonin A.N., Urzhumtsev O.D., Schilling R., Tavitov A.G. Strength of PLA Components Fabricated with Fused Deposition Technology Using a Desktop 3D Printer as a Function of Geometrical Parameters of the Process. // Polymers, 2018, Vol. 10, No. 313. <https://doi.org/10.3390/polym10030313>

REFERENCES

1. Umair M., Kim W. S. An Online 3D Printing Portal for General and Medical Fields. // 2015 International Conference on Computational Intelligence and Communication Networks (CICN), 2015, – pp. 278-282.
2. Sharma V., Roozbahani H., Alizadeh M., Handroos H. 3D Printing of Plant-Derived Compounds and a Proposed Nozzle Design for the More Effective 3D FDM Printing. // IEEE Access, 2021, Vol. 9, – pp. 57107-57119.
3. Zhu S., Du W., Wang X., Han G., Ren Z., Zhou K. Advanced Additive Remanufacturing Technology. // Chinese Journal of Mechanical Engineering: Additive Manufacturing Frontiers, 2023, Vol. 2, Iss. 1. – 13p.
4. Wang Y., Zhang X., Su R., Chen M., Shen C., Xu H., He R. 3D Printed Antennas for 5G Communication: Current Progress and Future Challenges. // Chinese Journal of Mechanical Engineering: Additive Manufacturing Frontiers, 2023, Vol. 2, Iss 1. – 18 p.
5. Kuznetsov V. E., Solonin A. N., Tavitov A. G., Urzhumtsev O. D., Vakulik A. H. Increasing of strength of FDM (FFF) 3D printed parts by influencing on temperature-related parameters of the process. // Preprints (www.preprints.org), 2018, – 32 p. doi:10.20944/preprints201803.0102.v2
6. Kuznetsov V.E., Solonin A.N., Urzhumtsev O.D., Schilling R., Tavitov A.G. Strength of PLA Components Fabricated with Fused Deposition Technology Using a Desktop 3D Printer as a Function of Geometrical Parameters of the Process. // Polymers, 2018, Vol. 10, No. 313. <https://doi.org/10.3390/polym10030313>

РЕАЛИЗАЦИЯ ДИАГРАММООБРАЗУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА НА ОСНОВЕ АПЛАНАТИЧЕСКОЙ ЛИНЗЫ

Е.А. Ищенко, Ю.Г. Пастернак, Д.К. Прокурин, Н.Б. Смольянов, С.М. Федоров

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

Аннотация. В статье рассматривается конструкция диаграммообразующего устройства на основе апланатической линзы. Применение апланатической линзы позволяет обеспечить сканирование лучом антенны путем переключения входных портов диаграммообразующего устройства. Для реализации фокусирующей структуры используются две однородные линзы, которые изготавливаются из полистирола методом трехмерной печати. В работе приводится моделирование диаграммообразующего устройства, а также решение задачи совместного моделирования диаграммообразующего устройства совместно с частотосканирующей антенной радиолокатора.

Ключевые слова: диаграммообразующее устройство; апланатическая линза; амплитудно-фазовое распределение; система питания антенны; широкополосное диаграммообразование.

IMPLEMENTATION OF A DIAGRAM-FORMING DEVICE BASED ON AN APLANATIC LENS

E. A. Ishchenko, Yu. G. Pasternak, D. K. Proskurin, N.B. Smolyanov, S. M. Fedorov

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

Abstract. The article discusses the design of a beamforming device based on an aplanatic lens. The use of an aplanatic lens allows for scanning of the antenna beam by switching the input ports of the beamforming device. To implement the focusing structure, two homogeneous lenses are used, which are made of polystyrene using 3D printing. The paper presents the modeling of a beamforming device, as well as the solution to the problem of joint modeling of a beamforming device together with a frequency-scanning radar antenna.

Keywords: beamforming device; aplanatic lens; amplitude-phase distribution; antenna feeding system; broadband beamforming.

1. ВВЕДЕНИЕ

Использование частотно-сканирующих, фазированных, а также узконаправленных антенных решеток является важной и актуальной темой в современных исследованиях. Для реализации конструкций современных антенных решеток важным компонентом выступают диаграммообразующие устройства. Наиболее распространенной схемой диаграммообразования выступает линза Ротмана [1-3]. Особенно важными являются исследования по уменьшению габаритных размеров линзы Ротмана [1], улучшения фокусных характеристик [2], снижения цены и повышения эффективности конструкции антенной решетки с линзой Ротмана [3]. Все приведенные исследования показывают, что конструкция и характеристики диаграммообразующих устройств особенно важны в задачах построения высокоэффективных антенных систем.

Помимо линз Ротмана для диаграммообразования антенных решеток также используются матрицы Батлера [4-5], которые позволяют обеспечить диаграммообразование с большей эффективностью по сравнению с линзами Ротмана.

Однако даже использование таких диаграммообразующих систем остается потребность в использовании фазовращателей для управления диаграммой направленности антенных решеток [6-7]. Поэтому наиболее актуальной остается задача реализации широкополосных диаграммообразующих устройств для антенных решеток с частотным сканированием. В данной работе рассматривается конструкция диаграммообразующей схемы на основе апланатической линзы для частотосканирующей антенной системы.

2. КОНСТРУКЦИЯ СИСТЕМЫ ДИАГРАММООБРАЗУЮЩЕЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ АПЛАНАТИЧЕСКОЙ ЛИНЗЫ

Апланатическая линза представляет из себя систему из двух диэлектрических линз, которые не вызывают аберрационных искажений электромагнитных волн. Для формирования тела линзы и излучающих структур использовался полистирол, который может быть использован при аддитивном изготовлении. На рисунке 1 приводится вид диаграммообразующего устройства на основе апланатической линзы.

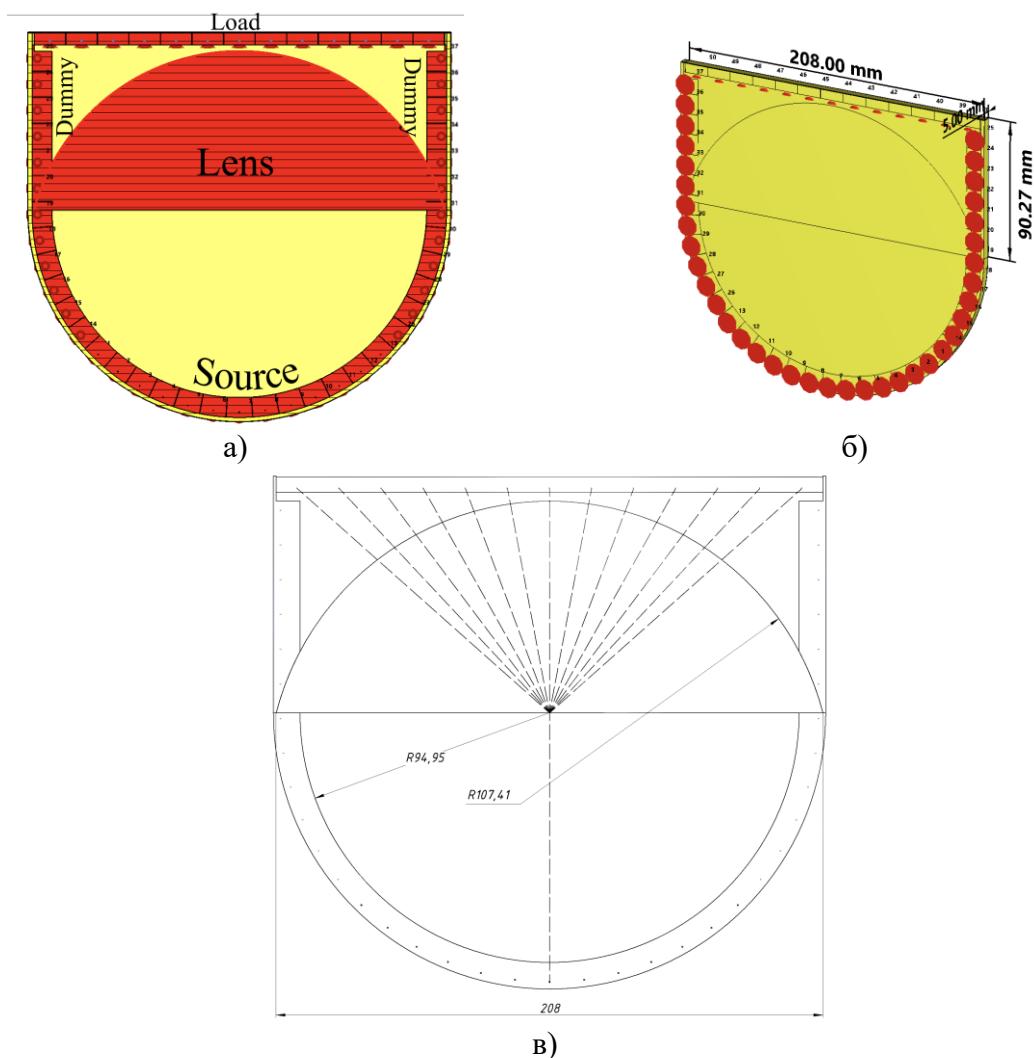


Рис. 1. Конструкция апланатической линзы: а) Тело линзы; б) Волноводная система с помещенной системой диаграммообразования; в) Тело линзы с ожидаемыми путями распространения лучей из центрального порта.

Диаграммообразующая система содержит 3 основных группы портов:

- 1) Входные порты – источники – 25 портов (Source);

- 2) Выходная (нагрузочная) группа портов – 13 портов (Load);
 3) Группа балластных портов (Dummy) – 12 портов, которые предназначены для гашения побочных излучений путем нагружения на киллеры портов – нагрузки в 50 Ом.

Для полученной конструкции проводилось электродинамическое моделирование линзовой системы для запитывания частотосканирующей антенной системы.

Для определения основных характеристик выполнялось электродинамическое моделирование для определения основных характеристик диаграммообразующей системы. В процессе исследования были запитаны основные входные порты, которые позволяют определить полные характеристики системы диаграммообразования. На рисунке 2 приводится вид сигналов при запитывании центрального (7) порта, а также сигналы на центральном выходном порту (44) при запитывании входной группы портов (7-13).

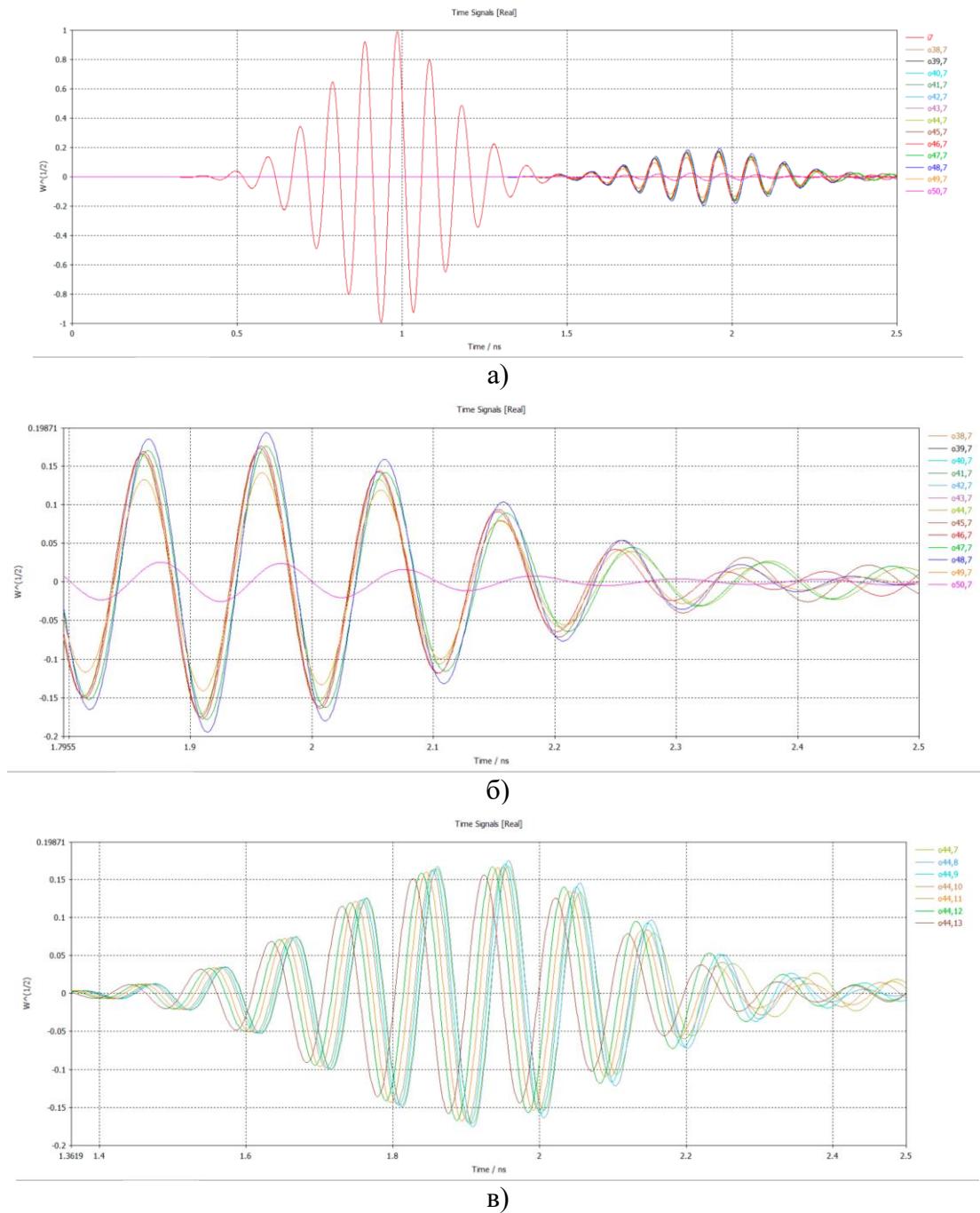


Рис. 2. Характеристики сигналов при протекании через систему диаграммообразования на основе апланатической линзы: а), б) Протекание сигналов при запитывании центрального порта (7); в) Характеристики сигналов на выходном центральном порту при запитывании поочередно 7 портов на входе.

Как показывают полученные результаты, сигналы на выходе имеют как разные фазы, так и амплитуды, что отчетливо видно по разным задержкам и предельным значениям на центральном выходе (44) при запитывании входной группы портов. Таким образом, выполняется задача диаграммообразования в апланатической линзе. На рисунке 3 приводится вид протекания токов в линзе при запитывании центрального и бокового от него порта.

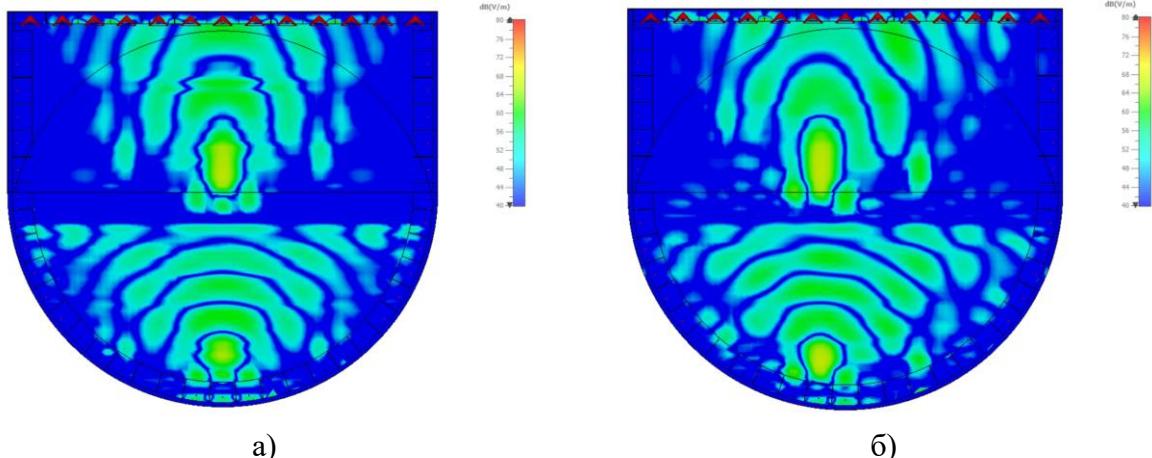
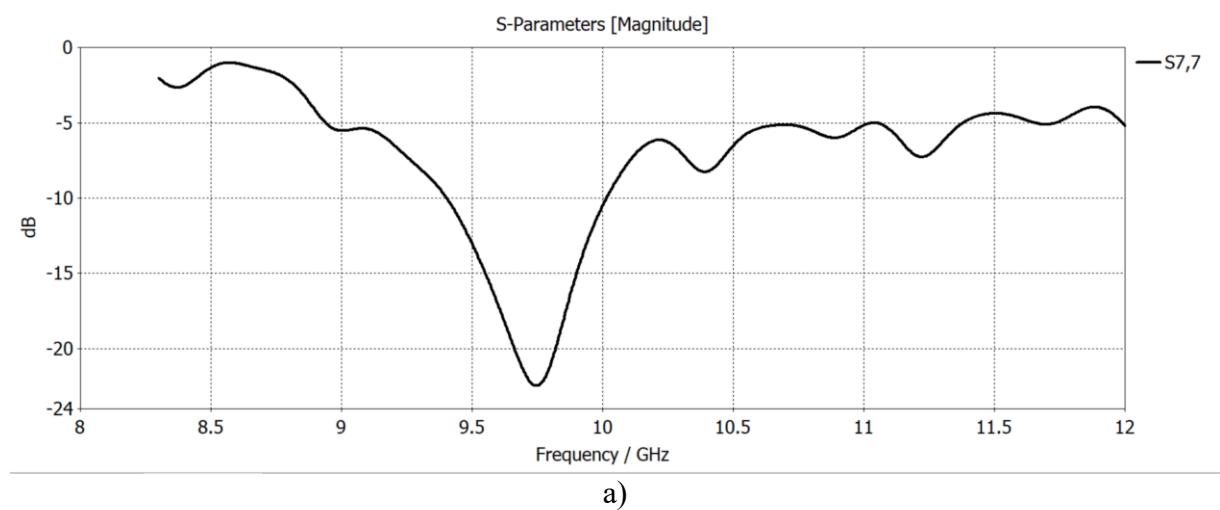


Рис. 3. Картинки распространения Е-поля на частоте 10 ГГц: а) Запитывание центрального порта; б) Запитывание соседнего порта от центрального.

Для оценки эффективности работы разработанной антенны рассмотрим характеристики матрицы рассеяния для апланатической линзы по согласованию и характеристик передачи сигналов от входных портов на выходные, при этом особое внимание стоит уделить частоте 10 ГГц, которая является центральной для подключаемой антенны, например, в данном случае – антенной решетки типа эшелетт-эшелетт с частотным сканированием в диапазоне 8-10.5 ГГц. На рисунке 4 приводится вид характеристик матрицы рассеяния для апланатической линзы.



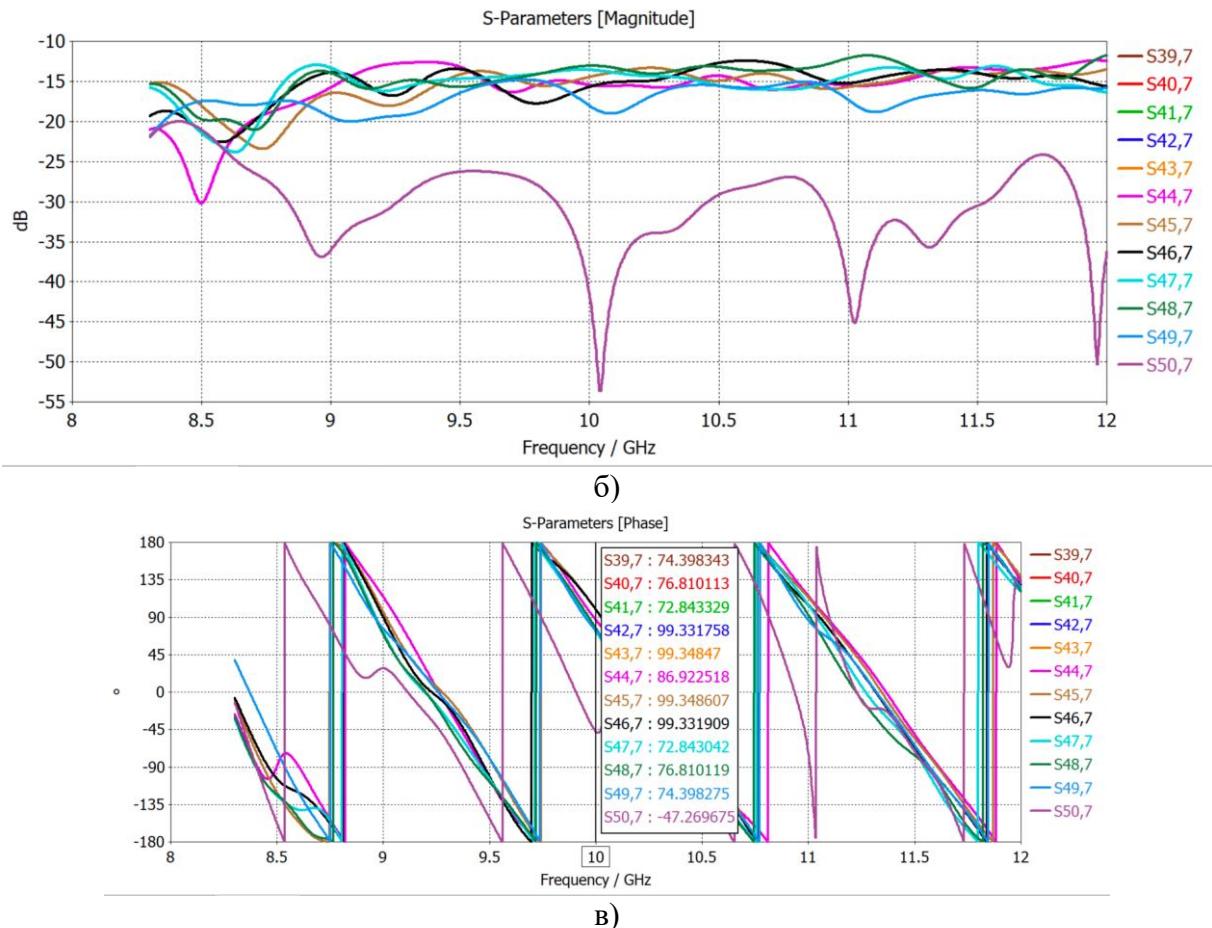


Рис. 4. Характеристики матрицы рассеяния для разработанного диаграммообразующего устройства: а) Характеристики согласования; б) Характеристики линии передачи для выходной группы портов апланатической линзы; в) Фазовое распределение в нагрузках диаграммообразующего устройства.

По полученным картинам видно, что обеспечивается равномерное деление энергии в теле линзы для всех портов за исключением двух крайних, так как они расположены в максимально удаленных точках, что также видно и по рисунку 3, где отчетливо виден малый уровень сигналов, поступающих на краевые точки подключения портов. На рисунке 5 приводится вид диаграммы направленности для диаграммообразующего устройства на выходных портах.

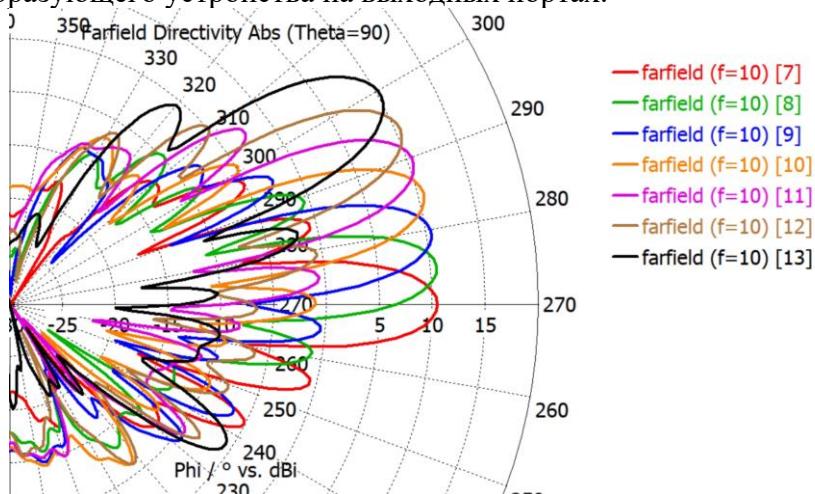


Рис. 5. Характеристики диаграммообразования для разработанной системы на основе апланатической линзы.

Полученные результаты показывают, что применение системы диаграммообразования позволяет обеспечить управление амплитудно-фазовым распределением, при этом в идеальном случае при запитывании седьмого порта отклонение от нулевого положения составляет 61 градус. Проведем проверку работы диаграммообразующего устройства при использовании с антенной системой радиолокатора, имеющей 10 входных портов, поэтому два крайних были нагружены на идеальные нагрузки в 50 Ом, чем осуществлялась их изоляция.

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЯ ПРИ НАГРУЗКЕ НА АНТЕННУ РАДИОЛОКАТОРА С ЧАСТОТНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ

Для моделирования необходимо было решить 2 основные задачи:

1) Объединить 2 независимых проекта – апланатическая линза и антенная система радиолокатора с частотным сканированием;

2) Обеспечить передачу характеристик амплитудно-фазового распределения из проекта линзы в проект антенны.

Для обеспечения высокоеффективного моделирования был использован алгоритм SAM (System Assembly Method), который реализован в DS CST Studio Suite 2025. Выбранный метод позволяет повысить скорость расчетов, а также реализовать расчет сложных проектов, которые не могут быть рассчитаны без использования компьютерного кластера. Особенностью применения такого метода заключается в возможности применения комбинаций вычислителей F/T, T/T, I/T, A/T, что значительно повышается скорость моделирования, а также применения системы ТСС (Tesla Computing Cluster). На рисунке 6 приводится вид настройки модели SAM для решения задачи ДОР-> Антenna РЛС.

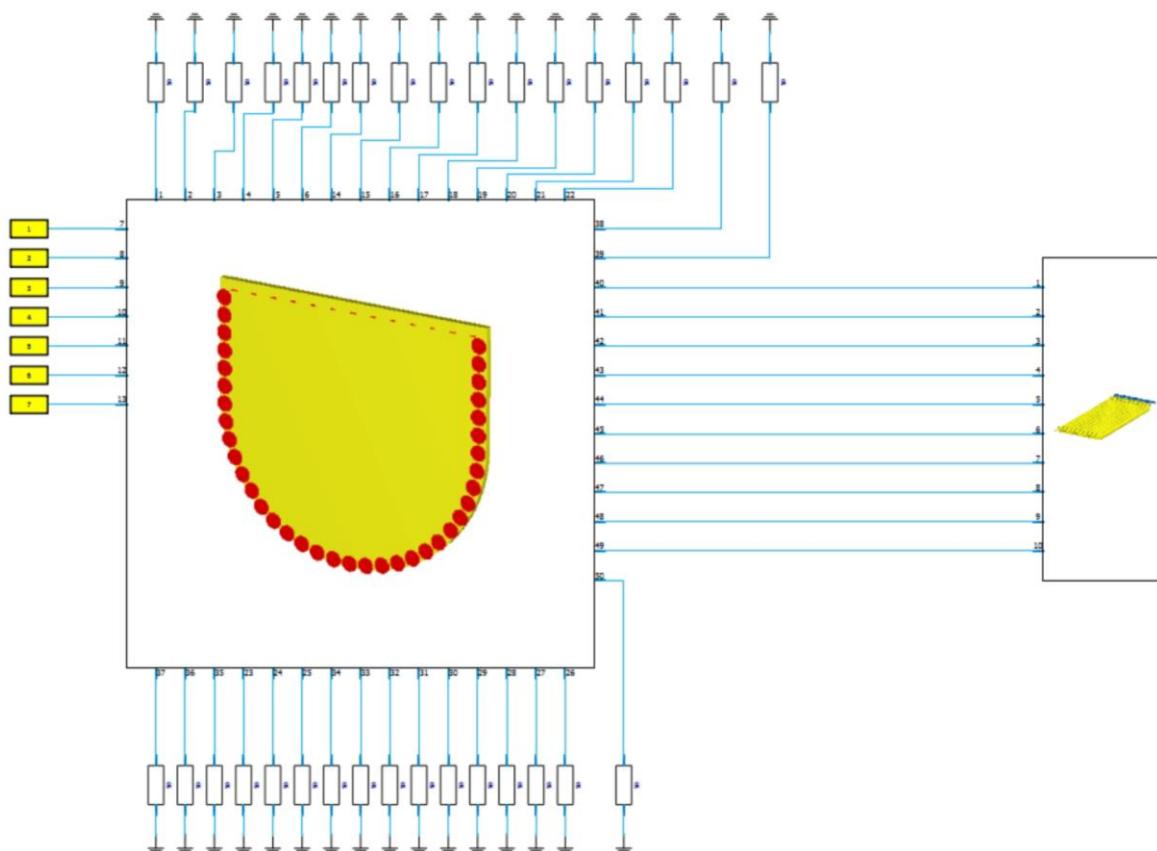


Рис. 6. Процесс моделирования комплексной задачи ДОР -> антenna РЛС.

Полученная задача для моделирования имеет 7 активных входных порта, которые запитывают апланатическую линзу, а также систему передачи на antennную систему, чём эмулируются одинаковые коаксиальные линии передачи. все неиспользуемые порты нагружены на идеальные нагрузки в 50 Ом. На рисунке 7 приводится вид диаграмм направленности антенны системы радиолокатора при запитывании с использованием апланатической линзы.

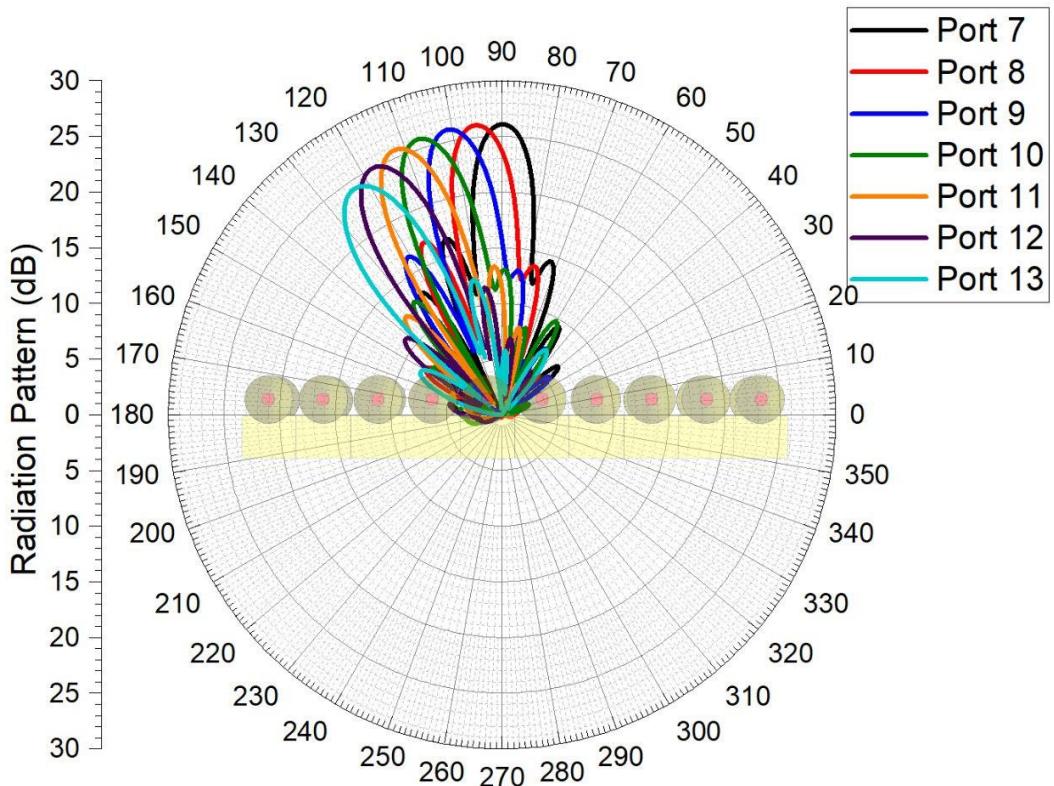


Рис. 7. Реализация сканирования лучом антенны путем использования апланатической линзы.

Полученные результаты показывают, что применение системы ДОР для antennной системы радиолокатора на основе апланатической линзы удалось достичь сканирования от 0 до 33 градусов путем запитывания антенны через апланатическую линзу при переключении входных потоков. При этом важно отметить, что апланатическая линза позволяет обеспечить диаграммообразование в диапазоне частот от 8.3 до 12 ГГц, что показывает высокую эффективность предлагаемого решения для antenn с частотным сканированием, чем обеспечивается сканирование в двух плоскостях без использования фазовращателей.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенное комплексное моделирование системы диаграммообразования на основе апланатической линзы позволяет обеспечить сканирование лучом антенны без использования фазовращателей. Применение такого решения позволяет обеспечить высокоэффективное управление лучом антенны, при этом применение такой системы с частотным сканированием появляется возможность реализовать двухкоординатное сканирование в пространстве – одна плоскость с частотным сканированием, а вторая – на основе диаграммообразующего устройства. Дополнительным преимуществом такой системы является возможность применения аддитивного производства для изготовления

частей, а также полностью пассивный характер конструкции антенны без использования активных компонентов.

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. Vo Dai T. K., Nguyen T., Kilic O. A compact microstrip Rotman lens design. // 2017 United States National Committee of URSI National Radio Science Meeting (USNC-URSI NRSM). 2017. - pp. 1-2.
2. Rajabalian M., Zakeri B. An implemented non-focal Rotman Lens. // 2015 European Radar Conference (EuRAD). 2015. - pp. 393-396.
3. Lin Y. -Y., Liao W. -J. A real-time/low-cost DOA estimation system based on Rotman lens array antenna. // 2016 IEEE 5th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP). 2016. - pp. 81-82.
4. Rahim S. K. A., Gardner P. Beamforming networks using cascaded Butler Matrices. // 2007 Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics. 2007. - pp. 1-5.
5. Mohan M. P., Hong M. F. K. C., Alphones A., Liu A. Q. A 30 GHz SIW based 4x4 Butler Matrix," 2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting. 2020. - pp. 429-430.
6. Yang G., Li J., Wei D., Xu R. Study on Wide-Angle Scanning Linear Phased Array Antenna. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Vol. 66, No. 1, 2018. - pp. 450-455.
7. 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. 2019. - pp. 2065-2066.

REFERENCES

1. Vo Dai T. K., Nguyen T., Kilic O. A compact microstrip Rotman lens design. // 2017 United States National Committee of URSI National Radio Science Meeting (USNC-URSI NRSM). 2017. - pp. 1-2.
2. Rajabalian M., Zakeri B. An implemented non-focal Rotman Lens. // 2015 European Radar Conference (EuRAD). 2015. - pp. 393-396.
3. Lin Y. -Y., Liao W. -J. A real-time/low-cost DOA estimation system based on Rotman lens array antenna. // 2016 IEEE 5th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP). 2016. - pp. 81-82.
4. Rahim S. K. A., Gardner P. Beamforming networks using cascaded Butler Matrices. // 2007 Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics. 2007. - pp. 1-5.
5. Mohan M. P., Hong M. F. K. C., Alphones A., Liu A. Q. A 30 GHz SIW based 4x4 Butler Matrix," 2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting. 2020. - pp. 429-430.
6. Yang G., Li J., Wei D., Xu R. Study on Wide-Angle Scanning Linear Phased Array Antenna. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Vol. 66, No. 1, 2018. - pp. 450-455.
7. 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. 2019. - pp. 2065-2066.

МНОГОЛУЧЕВАЯ АНТЕННА С ПОЛНОПРОСТРАНСТВЕННЫМ СКАНИРОВАНИЕМ

Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, Д. К. Проскурин, С. М. Федоров

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

Аннотация. В статье рассматривается конструкция кольцевой антенной решетки, которая предназначена для реализации многолучевой системы передачи данных. Для формирования частотного сканирования антенной используется дифракционная решетка эшелетт, которая обеспечивает требуемое сложение отраженных волн в пространстве. Для сканирования по азимутальной плоскости используется коммутирование портов антенны. В процессе исследования рассматривались случаи запитывания от 1 до 6 линий решетки с формированием луча. Продемонстрированы результаты с демонстрацией частотного сканирования, а также с возможностью формирования многолучевого излучения.

Ключевые слова: сканирующая антenna; частотное сканирование; многолучевая антenna.

MULTI-BEAM ANTENNA WITH FULL-SPACE SCANNING

E. A. Ishchenko, Yu. G. Pasternak, D. K. Proskurin, S. M. Fedorov

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

Abstract. The paper considers the design of a ring antenna array, which is intended for the implementation of a multi-beam data transmission system. To form a frequency scan, the antenna uses an echelle diffraction grating, which provides the required addition of reflected waves in space. To scan along the azimuthal plane, the antenna ports are switched. In the course of the study, cases of feeding from 1 to 6 lines of the array with beam formation were considered. The results are demonstrated with a demonstration of frequency scanning, as well as with the possibility of forming multi-beam radiation.

Keywords: scanning antenna; frequency scanning; multi-beam antenna.

1. ВВЕДЕНИЕ

Реализация антенн с возможностью сканирования в пространстве – важная и актуальная задача для реализации высокоеффективных каналов связи, а также обнаружения малых объектов в случае использования таких антенн в задачах радиолокации. Однако отклонение луча антены требует применения активных радиокомпонентов или специализированных конструкций, что формирует задачу выбора наиболее оптимальной конструкции антенного комплекса.

В работе [1] авторы предлагают антенну с электронным сканированием пространства, при этом в роли излучателей выступают простейшие печатные антенные элементы. Формирование отклонения луча антены очень часто требует применения активных компонентов, как *p-i-n*-диоды или активные радиочастотные коммутаторы [2-4]. Наиболее частыми при использовании являются схемы с использованием *p-i-n*-диодов, как это показано для частотно перестраиваемой антенны в [2], антены с динамической отражающей поверхностью в [3], а также для активных поверхностей в [4].

Важно отметить, что реализация сканирования антенной требует применения нескольких портов [5-6], что позволит изменить амплитудно-фазовое распределение в

конструкции антенны. В данной работе приводится моделирование кольцевой антенной решетки с возможностью пространственного сканирования. При этом по угломестной плоскости сканирование будет осуществляться частотным отклонением луча, а в азимутальной путем коммутирования линий антенны по кругу.

2. КОЛЬЦЕВАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С ДВУХКООРДИНАТНЫМ ПРОСТРАНСТВЕННЫМ СКАНИРОВАНИЕМ

Антенная система с полноазимутальным сканированием базируется на использовании дифракционной подстилающей структуры типа «эшелетт», которая позволит сформировать частотное сканирование, при этом антенная система объединяется в окружность, над которой помещаются излучатели на основе однопроводных линий, как это показано на рисунке 1.

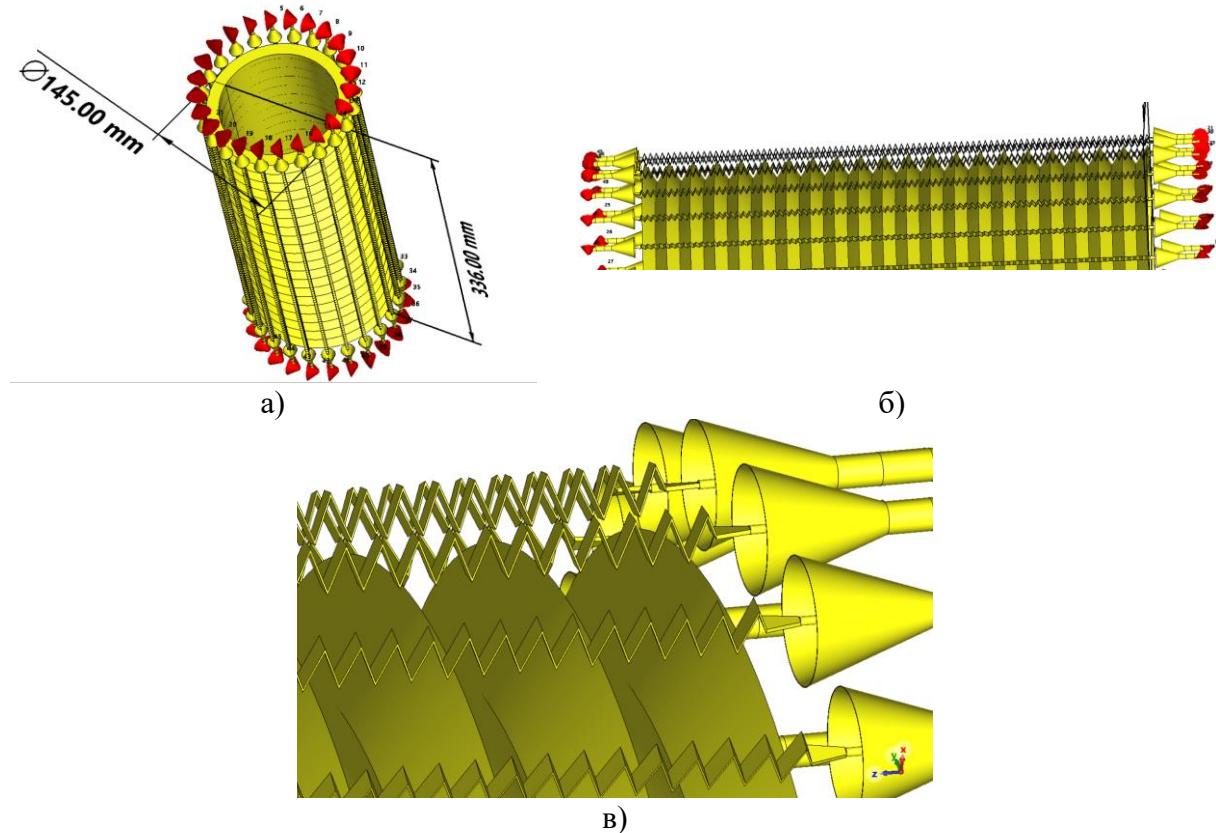


Рис. 1. Конструкция антенной решетки с дифракционной решеткой эшелетт.

Приведенная конструкция имеет полный внешний диаметр дифракционной решетки эшелетт в 145 мм, а полная высота антенной системы составляет 336 мм. Излучающую структуру в кольцевой антенной решетке играют 24 однопроводные линии, которые запитываются из конических рупоров, подающих электромагнитные волны на однопроводные линии, которые представляют из себя линии эшелетта с более большой частотой по сравнению с дифракционной решеткой. Предложенная конструкция позволяет обеспечить работу и сканирование в пространстве в диапазоне частот от 8.3 до 10 ГГц, что соответствует одному из наиболее важных и актуальных диапазонов для радиолокации – X-диапазону.

В процессе исследования помимо частотного сканирования проверялась возможность антенны формировать лучи с разной шириной, для этого синфазно и равноамплитудно запитывались от 1 до 6 линий одновременно. На рисунке 2

приводится вид диаграммы направленности антенны в азимутальной плоскости, а также уровень коэффициента усиления антенны от частоты.

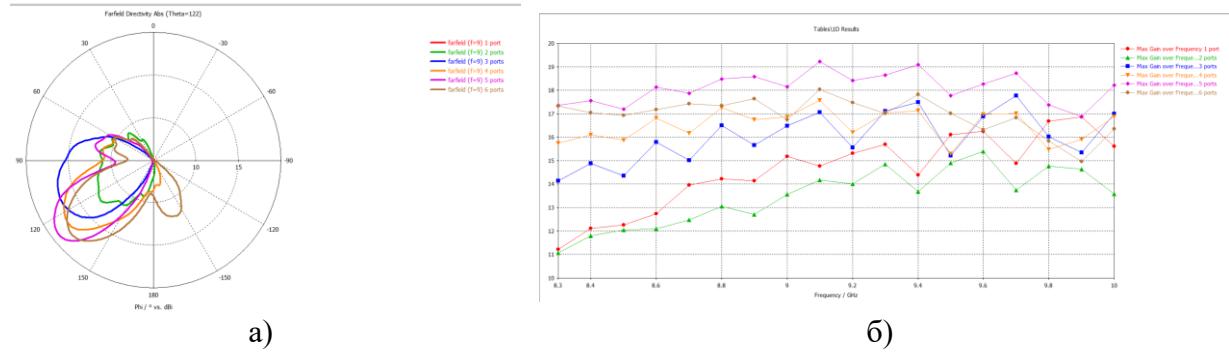


Рис. 2. Характеристики диаграммы направленности антенны при запитывании 1, 2, 3, 4, 5 и 6 портов: а) Срез диаграммы направленности в вертикальной плоскости; б) Коэффициент усиления антенны в исследуемом диапазоне рабочих частот.

Полученные результаты показывают, что запитывание одной линии не позволяет сформировать высокий уровень КНД антенны, при этом значительно повышается уровень боковых лепестков и происходит разделение луча на несколько. Такая особенность излучения вызвана в первую очередь влиянием боковых однопроводных линий, а также изгибом подстилающей дифракционной решетки. Аналогичная проблема возникает и при запитывании 2 соседних портов антенной решетки, что позволяет сделать вывод о том, что применение антенны в таких конфигурациях не имеет смысла. Запитывание же 3, 4 и 6 портов одновременно позволяет получить высоконаправленный луч с КНД от 14 до 17 дБ, что позволяет успешно обеспечивать дальнюю связь, а также обнаруживать малые объекты в пространстве, при этом ширина главного лепестка в азимутальной плоскости не превышает 35 градусов, а в угломестной менее 7 градусов, что позволяет также сформировать веерность диаграммы направленности. Абсолютный пик характеристик антенны возникает при запитывании 5 портов последовательно, в таком случае пик КНД составляет 19.2 дБ, а ширина лепестка 32 и 7 градусов в азимутальной и угломестных плоскостях соответственно. На рисунке 3 приводится вид частотного сканирования кольцевой антенной решеткой при запитывании 5 портов.

а) $f=8.4$ ГГц

б) $f=8.9$ ГГц

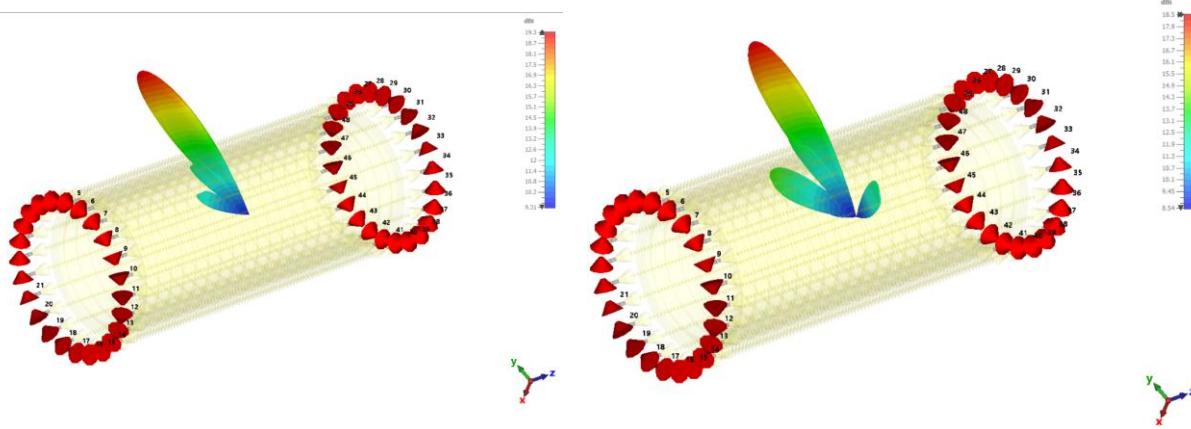


Рис. 3. Демонстрация частотного сканирования антенной системой.

Полученные результаты показывают сканирование в диапазоне частот от 8.3 до 10 ГГц, при этом сканирование лучом в диапазоне от 49 до 15 градусов, а благодаря двустороннему режиму запитывания сканирование возможно в двух направлениях.

Также особенностью предложенной конструкции является то, что возможно формирование двух лучей, направленных в противоположные стороны – рисунок 4.

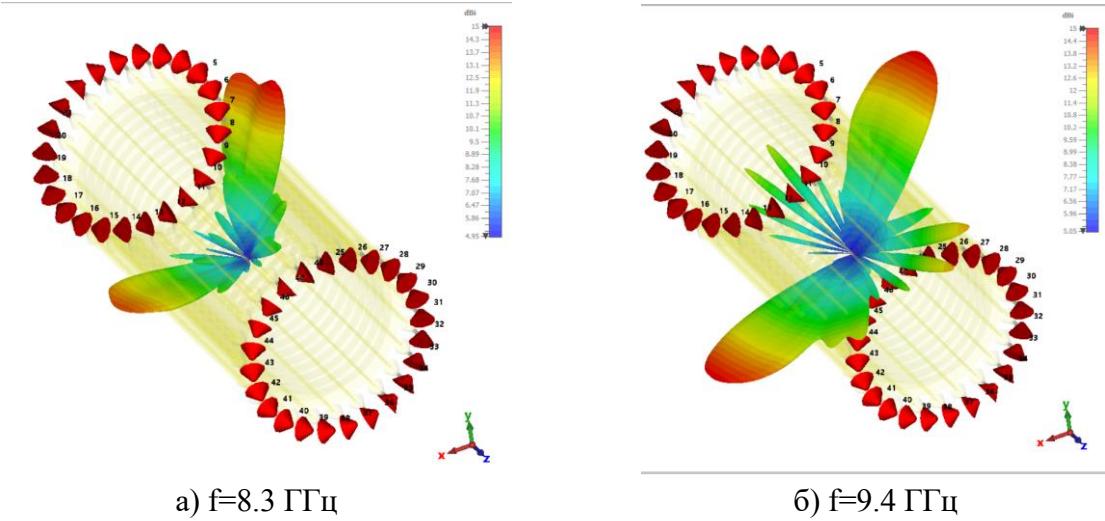


Рис. 4. Картинки многолучевого режима работы антенны с частотным сканированием.

Как видно, полученная антенная система позволяет обеспечить сканирование не только одним лепестком, но также и двумя лепестками с веерной диаграммой направленности. Таким образом, полученная антенная система показывает высокую эффективность, а также благодаря возможности частотного сканирования данная антенная решетка может быть использована для частотно перестраиваемых систем передачи данных.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные результаты показывают, что разработанная антенная система обеспечивает многолучевой режим работы с частотным сканированием. Использование дифракционной решетки эшелетт, объединенной в кольцевую антеннную решетку позволило сформировать многолучевую антенну с частотным сканированием, при этом обеспечить динамическое измерение ширины главного лепестка путем подключения разного числа линий передач, а также обеспечить полноазимутальное сканирование путем коммутации однопроводных линий.

4. БЛАГОДАРНОСТИ

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

ЛИТЕРАТУРА

1. Nizam U., Asad A., Muhammad T., Nasir H. Electronic beam scanning for radar applications. // High Capacity Optical Networks and Enabling Technologies (HONET), 2011. – pp. 355-358.

2. Musa U., Shah S.M., Majid H.A., Mahadi I.A., Mohamad K.A.R., Yahya M.S., Abidin Z.Z. Investigation of the nonlinearity of PIN diode on frequency reconfigurable patch antenna. // J. Eng. 2023, e12308 (2023).
3. Muhammad Inam A., Muhammad Yusof I., Muhammad Ramlee K. Development of a Pin Diode-Based Beam-Switching Single-Layer Reflectarray Antenna. // International Journal of Antennas and Propagation, 2020, 8891759, – 9 pages.
4. Gharbieh S., Errico R. D., Clemente A. Reconfigurable intelligent surface design using PIN diodes via rotation technique -Proof of concept. // EuCAP 2023 - 17th European Conference on Antennas and Propagation, 2023.
5. Zhang J., et al. Dual-Port Phase Antenna and Its Application in 1-D Arrays to 2-D Scanning. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2021, Vol. 69, No. 11, pp. 7508-7520.
6. Chemseddine B., Achour O., Abed-Elhak K., Mohammed F., Bruno D. A New Dual Port Antenna Structure for RF Energy Harvesting Feeding 360° Scan Aperture Sensor. // 2021 IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA), 2021, - pp. 331-336.

REFERENCES

1. Nizam U., Asad A., Muhammad T., Nasir H. Electronic beam scanning for radar applications. // High Capacity Optical Networks and Enabling Technologies (HONET), 2011. – pp. 355-358.
2. Musa U., Shah S.M., Majid H.A., Mahadi I.A., Mohamad K.A.R., Yahya M.S., Abidin Z.Z. Investigation of the nonlinearity of PIN diode on frequency reconfigurable patch antenna. // J. Eng. 2023, e12308 (2023).
3. Muhammad Inam A., Muhammad Yusof I., Muhammad Ramlee K. Development of a Pin Diode-Based Beam-Switching Single-Layer Reflectarray Antenna. // International Journal of Antennas and Propagation, 2020, 8891759, – 9 pages.
4. Gharbieh S., Errico R. D., Clemente A. Reconfigurable intelligent surface design using PIN diodes via rotation technique -Proof of concept. // EuCAP 2023 - 17th European Conference on Antennas and Propagation, 2023.
5. Zhang J., et al. Dual-Port Phase Antenna and Its Application in 1-D Arrays to 2-D Scanning. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2021, Vol. 69, No. 11, pp. 7508-7520.
6. Chemseddine B., Achour O., Abed-Elhak K., Mohammed F., Bruno D. A New Dual Port Antenna Structure for RF Energy Harvesting Feeding 360° Scan Aperture Sensor. // 2021 IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA), 2021, - pp. 331-336.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ОПТИМИЗАЦИИ НАГРУЗОЧНЫХ ИМПЕДАНСОВ ГЕНЕТИЧЕСКИМ АЛОГОРИТМОМ

Е.А. Клименцова, М.В. Грачев

Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина (РГРТУ),
Рязань, Россия

Аннотация. Рассматривается задача максимизации выходного отношения сигнала-помеха-шум в многоканальной приемной системе с взаимным влиянием каналов путем оптимизации нагрузочных импедансов. Результаты предыдущих исследований показали, что целевая функция является нелинейной, многомерной, недифференцируемой и многоэкстремальной. В таких случаях традиционные методы оптимизации оказываются неэффективными, и применяются эвристические методы. Сравнительные исследования показали, что генетический алгоритм показывает лучшие результаты при высокой размерности задачи и ее многоэкстремальности по сравнению с методом Нелдера-Мида. Однако ключевым аспектом эффективного применения генетического алгоритма является настройка его гиперпараметров, таких как размер популяции, вероятность скрещивания, вероятность мутации, количество поколений и др. Эти параметры влияют на скорость сходимости, качество решений, вероятность поиска глобального экстремума. В работе исследуется влияние гиперпараметров генетического алгоритма на эффективность оптимизации нагрузочных импедансов многоканальной приемной системы с взаимным влиянием каналов. Найдены оптимальные с точки зрения качества решения оптимизационной задачи значения этих параметров.

Ключевые слова: взаимное влияние; оптимизация нагрузочных импедансов; генетический алгоритм; цифровая антенная решетка, отношение сигнал-помеха.

INVESTIGATION OF THE EFFECTIVENESS OF LOAD IMPEDANCE OPTIMIZATION BY A GENETIC ALGORITHM

E.A. Klimentsova, M.V. Grachev

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin (RSREU), Ryazan, Russia

Abstract. The problem of maximizing the output signal-to-noise ratio in a multichannel receiving system with mutual influence of channels by optimizing the load impedances is considered. The results of previous studies have shown that the objective function is nonlinear, multidimensional, non-differentiable and multi-extremal. In such cases, traditional optimization methods are ineffective, and heuristic methods are used. Comparative studies have shown that the genetic algorithm shows better results for a high-dimensional problem and its multi-extremality compared to the Nelder-Mead method. However, the key aspect of the effective application of GA is the tuning of its hyperparameters, such as the population size, the probability of crossing, the probability of mutation, the number of generations, etc. These parameters affect the convergence rate, the quality of solutions, the probability of finding a global extremum. The paper studies the influence of the genetic algorithm hyperparameters on the efficiency of optimizing the load impedances of a multichannel receiving system with mutual influence of channels. Optimal values of these parameters from the point of view of the quality of the solution of the optimization problem are found.

Keywords: mutual coupling; optimization of load impedances; genetic algorithm; digital antenna array; signal-to-noise ratio.

1. ВВЕДЕНИЕ

В области радиотехники зачастую возникает задача выбора оптимальным образом параметров информационной системы для обмена информацией между элементами системы наилучшим образом. Наличие большого числа созависимых параметров и функционирование подобных систем в сложной сигнально-помеховой ситуации влияют на целевую функцию. Зачастую приходится работать с многомерной, многоэкстремальной, нелинейной и не дифференцируемой функцией. Такие задачи использованием традиционных методов оптимизации, таких как градиентные методы, решаются неэффективно. Как правило, в таких случаях оптимизацию проводят эвристическими методами [1, 2]. Одним из эффективных из них является группа генетических алгоритмов.

Задача оптимизации нагрузочных импедансов является одним из примеров, где использование генетического алгоритма демонстрирует свою эффективность [3]. В этой же работе проведено исследование отношения сигнал-шум на выходе многоканальной приемной системы с взаимным влиянием, которое показало, что эта целевая функция является многоэкстремальной, недифференцируемой, а ее размерность зависит от числа каналов, поэтому для оптимизации вектора нагрузочных импедансов требуется применение эвристических алгоритмов. В работе [4] проведено сравнение методов оптимизации Нелдера-Мида и генетического алгоритма, показано, что при высокой размерности задачи, ее многоэкстремальности наилучшие результаты показал генетический алгоритм. Однако важным аспектом успешного применения генетического алгоритма является настройка его гиперпараметров, таких как размер популяции, вероятность скрещивания, вероятность мутации, количество поколений [5]. Эти параметры влияют на скорость сходимости алгоритма, качество найденных решений и способность избегать переобучения или излишней зависимости от локальных экстремумов. Например, чрезмерно высокие значения вероятности мутации могут привести к хаотичности поиска, в то время как слишком низкие могут замедлить процесс оптимизации. Таким образом, правильная настройка гиперпараметров генетического алгоритма наряду с формированием ландшафта целевой функции является важным этапом на пути к получению качественных решений задач оптимизации нагрузочных импедансов. Разработка подходов для выбора оптимальных параметров, а также использование адаптивных стратегий настройки, представляет собой важную миссию для дальнейшего улучшения эффективности генетического алгоритма в решении многомерных многозначных задач.

Целью работы является исследование зависимости результата оптимизации нагрузочных импедансов многоканальной приемной системы с взаимным влиянием каналов от гиперпараметров генетического алгоритма.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Эффект взаимного влияния в многоканальных приемных системах существенно воздействует на характеристики приемной системы и эффективность обработки сигналов. Оптимизация нагрузочных импедансов является одним из способов минимизации эффекта взаимного влияния, позволяя значительно улучшить характеристики приемной системы. В данной работе рассматривается многоканальная приемная система с взаимным влиянием, содержащая N элементов. Взаимное влияние между антенными элементами описывается при помощи матрицы взаимных импедансов \mathbf{Z}_A размерностью $N \times N$. Полагается, что сопротивления нагрузки приемных трактов цифровой антенной решетки образуют вектор-столбец \mathbf{Z}_L . Для улучшения шумовых характеристик цифровой антенной решетки необходимо согласование малошумящих

усилителей (МШУ) с импедансами антенных элементов. В работе [6] исследовано использование активных импедансов для согласования каналов приемной системы. Шумовое согласование позволяет получить минимальную эквивалентную температуру цифровой антенной решетки. Вектор напряжений \mathbf{v}_L на нагрузочных импедансах в приемных трактах цифровой антенной решетки определяется через напряжение на входе разомкнутой цепи \mathbf{v}_{oc} :

$$\mathbf{v}_L = \mathbf{Z}_L (\mathbf{Z}_A + \mathbf{Z}_L)^{-1} \mathbf{v}_{oc} = \mathbf{Q} \mathbf{v}_{oc}, \quad (1)$$

где $\mathbf{Q} = \mathbf{Z}_L (\mathbf{Z}_A + \mathbf{Z}_L)^{-1}$.

Напряжение шумового источника на входе МШУ равно $\mathbf{v}_N = \mathbf{G} \mathbf{Z}_A^{-1} \mathbf{v}_{NE} + \mathbf{G} \mathbf{i}_{NE}$, где $\mathbf{i}_{NE} = \{\mathbf{i}_{NEn}, n=1,...,N\}$, $\mathbf{v}_{NE} = \{\mathbf{v}_{NEn}, n=1,...,N\}$ – ток и напряжение эквивалентных источников шумов на входах МШУ. Коэффициент $\mathbf{G} = \mathbf{Z}_A (\mathbf{Z}_A + \mathbf{Z}_L)^{-1} \mathbf{Z}_L$ имеет размерность сопротивления и осуществляет пересчет всех источников шума в шумовое напряжение на входе МШУ.

Шумовые ток и напряжение на входе МШУ являются коррелированными. Матрица пространственной корреляции шумов, пересчитанных в напряжение на входе МШУ, равна [7]:

$$\mathbf{R}_{LNA} = \overline{\mathbf{v}_N \mathbf{v}_N^H} = \mathbf{G} (\mathbf{Z}_A^{-1} \mathbf{M}_V \mathbf{Z}_A^{-1H} + \mathbf{Z}_A^{-1} \mathbf{Y}_C \mathbf{M}_V + \mathbf{M}_V \mathbf{Y}_C^H \mathbf{Z}_A^{-1H} + \mathbf{M}_I) \mathbf{G}^H, \quad (2)$$

где $\mathbf{Y}_C = \{\overline{i_{NEn} v_{NEn}} / M_{Vn}, n=1,...,N\}$ – вектор комплексных проводимостей, $\mathbf{M}_V = \overline{\mathbf{v}_{NE} \mathbf{v}_{NE}^H}$, $\mathbf{M}_I = \overline{i_{NE} i_{NE}^H}$. Корреляционная матрица шумов антенной системы, пересчитанных к входу МШУ, определяется выражением [7]:

$$\mathbf{R}_A = 4k_B T \Delta f \mathbf{G} \operatorname{Re} \mathbf{Z}_A \mathbf{G}^H. \quad (3)$$

где $k_B = 1,38 \times 10^{-23}$ Дж/°К – постоянная Больцмана, T – рабочая температура антенной системы, Δf – полоса рабочих частот.

В качестве критерия качества, характеризующего рассматриваемую многоканальную приемную систему с взаимным влиянием, был выбран параметр отношение сигнал-помехашум (ОСПШ), значение которого на выходе многоканальной приемной системы с взаимным влиянием определяется следующим выражением [8]:

$$q = \frac{\mathbf{w} \mathbf{R}_S \mathbf{w}^H}{\mathbf{w} \mathbf{R}_J \mathbf{w}^H}, \quad (4)$$

где \mathbf{R}_J – корреляционная матрица суммы помех, шумов антennы и шумов МШУ, пересчитанных к входам МШУ, которая определяется выражением (4), \mathbf{R}_S – корреляционная матрица сигнала на выходе МШУ. В случае отсутствия помех $\mathbf{R}_J = \mathbf{R}_N = \mathbf{P}_N \mathbf{I}_{N \times N}$, \mathbf{w} – вектор-строка весовых коэффициентов, рассчитанный с учетом корреляции шумов и искажений сигнала, вызванных взаимным влиянием.

Задача максимизации ОСПШ на выходе многоканальной приемной системы с взаимным влиянием каналов путем оптимизации нагрузочных импедансов формулируется следующим образом:

$$\mathbf{Z}_{Lopt} = \arg \max_{\mathbf{Z}_L} q. \quad (5)$$

Затем определяются значения элементов реконфигурируемой системы:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{Lopt} &= \operatorname{Im} \mathbf{Z}_{Lopt}, \quad \mathbf{R}_{Lopt} = \operatorname{Re} \mathbf{Z}_{Lopt}, \\ \mathbf{K}_{tr opt} &= \left\{ K_{tr}(n, n) = \sqrt{\frac{R_{MILV}}{R_{Lopt}(n)}}, \quad n = 1, \dots, N \right\}. \end{aligned} \quad (6)$$

Так как генетический алгоритм минимизируют целевую функцию, то для нахождения максимума ОСПШ следует использовать в алгоритме поиска минимума целевую функцию с обратным знаком:

$$\mathbf{Z}_{L_{opt}} = \arg \min_{\mathbf{Z}_L} (-q). \quad (7)$$

Одним из гиперпараметров генетического алгоритма являются ограничения на верхнюю и нижнюю границы оптимизируемого нагрузочного импеданса, задаваемые из условий технической реализуемости и обеспечения сходимости процесса оптимизации: $0 < \operatorname{Re}(\mathbf{Z}_L(n)) < 500$, $|\operatorname{Im}(\mathbf{Z}_L(n))| < 500$, $n = 1 \dots N$. Введенные ограничения связаны с особенностями работы с методом: во многих задачах генетический алгоритм имеет тенденцию сходиться к локальному оптимуму или даже к произвольной точке, а не к искомому глобальному максимуму [9].

3. ПОЛУЧЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Рассмотрим линейную эквидистантную антеннную решетку в виде тонких вибраторов длиной $\lambda / 2$, расположенных на расстоянии d друг от друга. МШУ обладает коэффициент шума $K_{\text{ш}}$. Обработка производится при угловом положение источника сигнала $\gamma_C = 0^\circ$, числе источников помех M с угловыми координатами $\gamma_{\Pi m}$, $m = 1, \dots, M$, отношение сигнал-шум на входе $q_C = \frac{P_C / 73,1}{kT\Delta f}$ и отношение помеха-шум на входе

$$q_{\Pi} = \frac{P_{\Pi} / 73,1}{kT\Delta f}.$$

На рисунке 1 показаны зависимости ОСПШ на выходе рассматриваемой многоканальной приемной системы от углового положения одной из помех. Результаты получены при $N = 4$, $d = 0,2\lambda$, $K_{\text{ш}} = 4$ дБ, $M = 1$, $q_C = 30$ дБ и $q_{\Pi} = 40$ дБ. При расчетах использовались параметры генетического алгоритма по умолчанию.

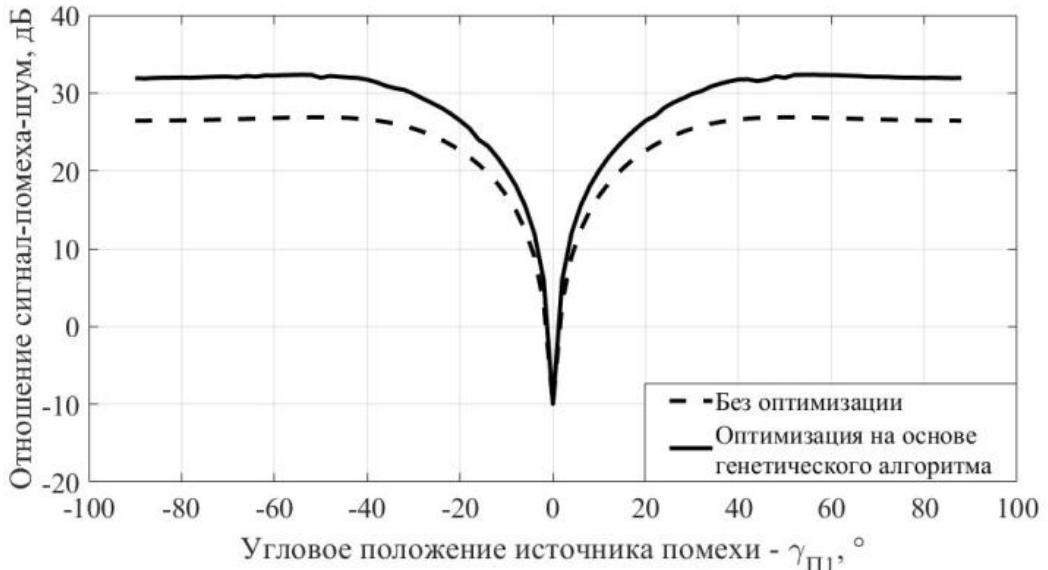


Рис. 1. Зависимость отношения сигнала-помеха-шум от углового положения источника помехи.

Когда угловое положение источника сигнала и помехи равны, оптимизация импедансов нагрузки не влияет на помехоустойчивость, когда отличается – влияние на выходное отношение сигнал-помеха-шум возрастает. Из зависимостей, представленных

на рисунке 1, среднее значение выигрыша равен 4,5 дБ, а максимальное значение: 5,8 дБ при $\gamma_{\Pi_1} = -44^\circ$. Функцию, представленную на рисунке 1, можно разделить на участки со значениями выигрыша в выходном отношении сигнал-помеха-шум больше и меньше среднего значения. С целью повышения уверенности оптимизации нагрузочных импедансов рассматриваемой многоканальной приемной системы исследование эффективности оптимизации от гиперпараметров генетического алгоритма рассматриваются при 4-х различных угловых положениях источника помехи.

На рисунке 2 показаны зависимости ОСПШ от максимального количества итераций генетического алгоритма при следующих гиперпараметрах: $FunctionTolerance = 10^{-6}$, $ConstraintTolerance = 10^{-3}$, размер популяции $PopulationSize = 200$, количество поколений $MaxStallGenerations = 400$, время работы алгоритма неограниченно $MaxTime = MaxStallTime = \infty$, вектор начальной популяции генетического алгоритма определяется случайным образом.

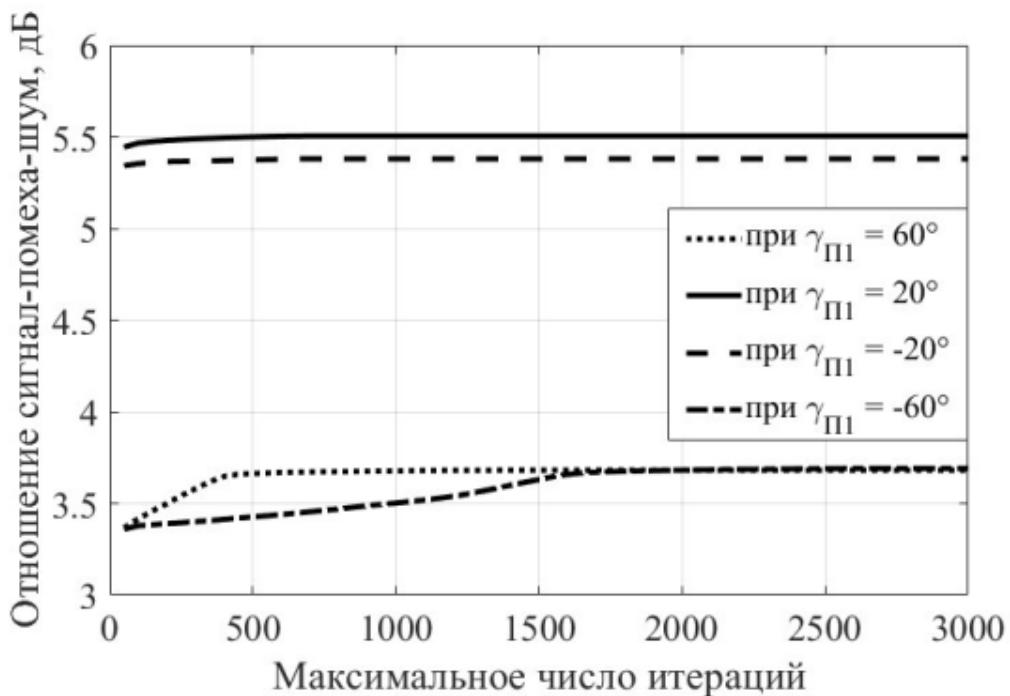


Рис.2. Зависимость отношения сигнала-помеха-шум от максимального числа итераций при угловой координате источника помехи.

Как видно из зависимости, показанной на рисунке 2, оптимальное значение количества итераций $MaxGenerations$ для различных угловых координат помех разное. Когда максимальное число итераций больше или равно 700 при $\gamma_{\Pi_1} = -20^\circ$, величина выигрыша в отношение сигнал-помеха-шум перестает возрастать и останавливается на значение 5,38 дБ. Если повторить эксперимент для помехи, расположенной дальше источника помехи, например, на рисунке 2 угловая координата помехи равна $\gamma_{\Pi_1} = -60^\circ$, то максимальный выигрыш, начиная с $MaxGenerations \geq 2700$, составляет 3,69 дБ.

На рисунке 3 показана зависимость ОСПШ от размера популяции для различного положения помехи, $MaxGenerations = 3000$.

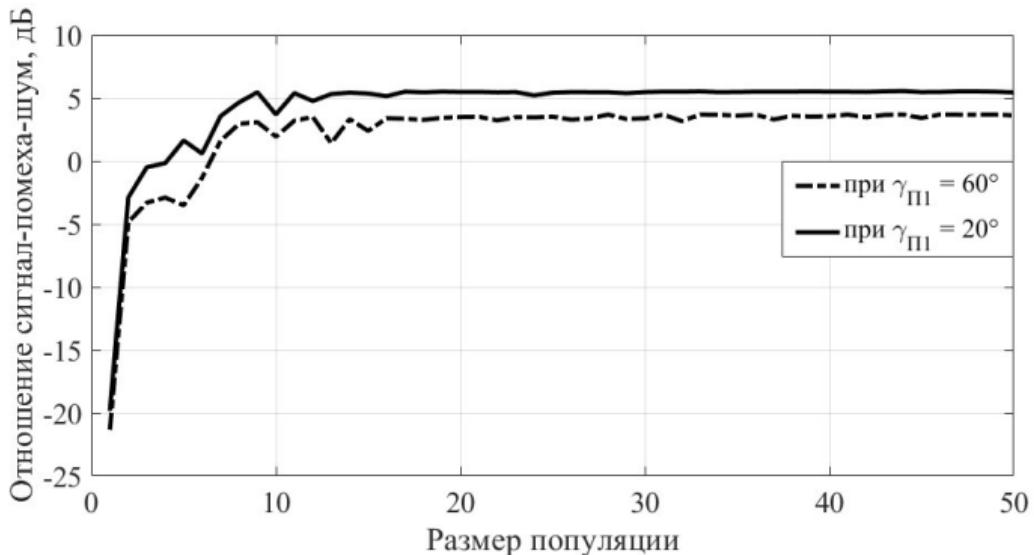


Рис.3. Зависимость отношения сигнала-помеха-шум от размера популяции при угловой координате источника помехи.

Построенные зависимости показывают резкое увеличение выходного ОСПШ с ростом размера популяции. Однако выбор размера популяции больше 30 приводит к увеличению времени оптимизации с неизменным качеством. На рисунке 4 показаны результаты исследования гиперпараметра доли населения, получаемой рекомендацией *CrossoverFraction*, которая задает часть каждой популяции, которая составлена из перекрестных элементов. Результаты получены при *MaxGenerations* = 3000 и *FunctionToltrance* = 10^{-3} .

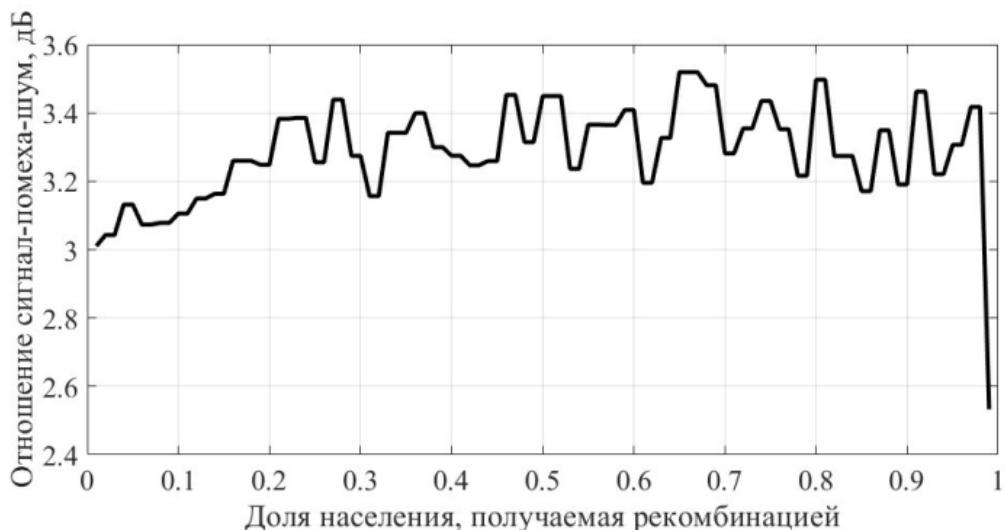


Рис.4. Зависимость отношения сигнала-помеха-шум от доли населения, получаемой рекомендацией при $\gamma_{\Pi 1} = -60^\circ$.

Анализ построенной зависимости показывает, что результаты оптимизации нагрузочных импедансов существенно зависят от параметра *CrossoverFraction*. Выбор слишком маленького или слишком большого значения приводит к резкому уменьшению ОСПШ на 0,5...1 дБ. Оптимальное значение параметра *CrossoverFraction* лежит в диапазоне 0,25...0,9.

Как видно из зависимостей, построенных на рисунках 2-4 применение генетический алгоритм для оптимизации нагрузочных импедансов позволяет получить существенные

выигрыши в выходном отношении сигнал-помеха-шум. При выборе оптимальных гиперпараметров генетического алгоритма можно добиться дополнительного выигрыша в выходном значении ОСПШ. Возможно, что в дальнейшем работая с оптимизацией на основе искусственного интеллекта можно решить и другие многоэкстремальные задачи, возникающие при работе с многоканальной приемной системе с взаимным влиянием.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе было рассмотрено влияние гиперпараметров генетического алгоритма на эффективность оптимизации нагрузочных импедансов многоканальной приемной системы с взаимным влиянием каналов в сложной сигнально-помеховой обстановке. Применение генетического алгоритма позволяет получить значительный выигрыш в выходном отношении сигнал-помеха-шум. Максимальный выигрыш из зависимостей, представленный на рисунке 1, равен 5,8 дБ. Показано, что в зависимости от установленных параметров (числа итераций, размера популяции и процента рекомбинации) меняется качество получаемого решения, выигрыш в выходном ОСПШ составляет 0,2...1 дБ. Из полученных рисунков 2-4 виден потенциал применения генетического алгоритма и других методов на основе искусственного интеллекта в дальнейших усложненных задачах обработки сигналов в многоканальной приемной системе с взаимным влиянием каналов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Pearl, Judea. Heuristics: Intelligent Search Strategies for Computer Problem Solving. Boston: Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc., 1984. — 382 p.
2. Мочалин А. Е. Оптимизация многоэкстремальных функций большого числа параметров с использованием генетических алгоритмов // Радіоелектроніка, інформатика, управління, 2015, № 4. – С. 59-65.
3. Клименцова Е.А., Грачев М.В. Помехоустойчивая обработка сигналов в многоканальной приемной системе с взаимным влиянием и оптимизацией нагрузочных импедансов // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXX Международной научно-технической конференции, 2024, Т. 3. - С. 41-47.
4. Паршин Ю.Н., Грачев М.В. Сравнительный анализ алгоритмов поиска оптимального значения нагрузочных импедансов многоканальных радиосистем с взаимным влиянием // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета, 2020, №73. - С. 10-18.
5. Бураков, М. В. Генетический алгоритм: теория и практика: учеб. СПб.: ГУАП. – 2008. – 164 с.
6. Грачев М.В., Паршин Ю.Н. Анализ пропускной способности ММО системы связи с учетом взаимного влияния каналов приемного тракта // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции, 2019, Т.5. - С. 242-248.
7. Warnick K. F., Belostotski L., Russer P. Minimizing the Noise Penalty Due to Mutual Coupling for a Receiving Array // IEEE Transactions on antennas and propagation, 2009, Vol. 57, № 6. – Pp. 1634–1644.
8. Monzingo R. A., Miller T.W. Introduction to Adaptive Array. // The Aeronautical Journal, 1981, Volume 85, Issue 847. - Pp. 349.
9. Skiena, Steven S. The Algorithm Design Manual. Second Edition. New York: Springer, 2008. – 730 p.

REFERENCES

1. Pearl, Judea. Heuristics: Intelligent Search Strategies for Computer Problem Solving. Boston: Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc., 1984. — 382 p.
2. Mochalin A. E. Optimization of multiextreme functions of a large number of parameters using genetic algorithms // Radio Electronics, Computer Science, Control. 2015, No. 4. – Pp. 59-65.
3. Klimentsova E.A., Grachev M.V. Noise-resistant signal processing in a multichannel receiving system with mutual influence and optimization of load impedances // Radar, navigation, communications: Proceedings of the XXX International Scientific and Technical Conference, 2024, Vol.3 - Pp. 41-47.
4. Parshin Yu.N., Grachev M.V. Comparative analysis of algorithms for finding the optimal value of load impedances of multichannel radio systems with mutual influence // Bulletin of the Ryazan State Radio Engineering University, 2020, No. 73. –Pp. 10-18.
5. Burakov, M. V. Genetic algorithm: theory and practice: textbook the manual. St. Petersburg: GUAP, 2008. - 164 p.
6. Grachev M.V., Parshin Yu.N. Analysis of the MIMO Communication Systems Capacity Taking Into Account the Receiving Channels Mutual Influence // Radar, navigation, communication: Proceedings of the XXV International Scientific and Technical Conference, 2019, Vol. 5 - Pp. 242-248.
7. Warnick K. F., Belostotski L., Russer P. Minimizing the Noise Penalty Due to Mutual Coupling for a Receiving Array // IEEE Transactions on antennas and propagation, 2009, Vol. 57, № 6. – Pp. 1634–1644.
8. Monzingo R. A., Miller T.W. Introduction to Adaptive Array. // The Aeronautical Journal, 1981, Volume 85, Issue 847. - Pp. 349.
9. Skiena, Steven S. The Algorithm Design Manual. Second Edition. New York: Springer, 2008. – 730 p.

МОДУЛЬ ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩЕЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С РАВНОАМПЛИТУДНОЙ СИСТЕМОЙ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ

Е. А. Самойленко¹, М. Е. Голубцов², А. А. Будкин², Ю. С. Русов³

¹АО «РАТЕП», Серпухов, Россия

²ООО «СВВ», Москва, Россия

³МГТУ им. Н. Э. Баумана, Москва, Россия

Аннотация. В статье представлены результаты разработки многоэлементного модуля приемо-передающей проходной фазированной антенной решетки с равноамплитудной системой распределения. Представлены схемы построения модуля ФАР и входящих в него строчного и столбцевого делителей. Рассмотрены конструкции основных функциональных узлов. Приведены результаты экспериментальных исследований модуля ФАР, предназначенного для работы в Ки-диапазоне частот.

Ключевые слова: фазированная антенная решетка, модуль фазированной антенной решетки, волноводная распределительная система, фазовращатель.

MODULE OF A RECEIVING AND TRANSMITTING PHASED ARRAY ANTENNA WITH AN EQUAL-AMPLITUDE DISTRIBUTION SYSTEM

E. A. Samoylenko¹, M. E. Golubtsov², A. A. Budkin², Yu. S. Rusov³

¹AO "RATEP", Serpukhov, Russia

²ООО «СВВ», Moscow, Russia

³Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russia

Abstract. The development results of multi-element module of receiving/transmitting phased array antenna with equal amplitude distribution are given in the article. The structure schemes of phased array antenna module and the row and column dividers included in it are given. The constructions of main functional units are considered. The experimental results of the phased array antenna module research designed for Ku-band frequencies are presented.

Keywords: phased array antenna, phased array antenna module, waveguide distribution system, phase shifter.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время актуальной задачей развития радиолокационных станций (РЛС), обусловленной требованиями расширения функциональных возможностей, увеличения быстродействия и пропускной способности, является повышение эффективности использования энергетического, частотного, временного и пространственного ресурса антенной системы [1]. В связи с этим возникает необходимость разработки новых подходов к построению антенных систем и расширению их функциональных возможностей в части применения широкополосных сигналов, путем улучшения электрических характеристик элементов антенны, реализации возможности раздельной оптимизации характеристик направленности на передачу и прием, а также перехода к реализации многолучевого секторного поиска и наведения, МIMO-режимов (Multiple Input Multiple Output).

Для построения антенных систем РЛС активно применяются технические решения на основе фазированных антенных решеток (ФАР), обеспечивающих электрическое управление положением главного лепестка и формой диаграммы направленности (ДН).

Широко используются решения на базе активных фазированных антенных решеток (АФАР), позволяющие формировать различные ДН на прием и на передачу, а при использовании аналого-цифрового преобразователя в каждом канале реализовывать цифровое диаграммообразование [2-4] и режимы MIMO. В MIMO-режимах обеспечивается улучшение углового разрешения, реализация виртуальных элементов антенной решетки, повышение гибкости формирования приемных и передающих лучей [5, 6]. При создании современных антенных систем актуальным является создание гибких технических решений, позволяющих формировать антенны с различными требуемыми характеристиками. Одним из путей реализации таких решений является модульное построение ФАР со своими приемо-передающими усилительными модулями. В этом случае к основным достоинствам ФАР добавляется возможность управления кусочно-линейным амплитудным распределением в раскрыве антенны, что позволяет реализовать оптимальные диаграммы направленности по критериям максимального коэффициента усиления или минимального уровня боковых лепестков при работе в режимах приема и передачи. Представляется перспективной возможность реализации в такой антенне совместной цифровой обработки сигналов отдельных подрешеток-модулей, что позволяет существенно сократить количество цифровых каналов обработки сигналов и за счет этого снизить необходимый объем производимых вычислений. В настоящей работе исследуется возможность создания модуля приемо-передающей проходной ФАР, обеспечивающего работу в Ки-диапазоне частот, электрическое сканирование луча в широком секторе углов, малое время переключения луча, низкие вносимые потери и широкую полосу пропускания.

2. КОНСТРУКЦИЯ ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩЕГО МОДУЛЯ ФАР

Модуль приемо-передающей проходной ФАР Ки-диапазона частот с равноамплитудной волноводной системой распределения (далее – модуль ФАР) представляет собой прямоугольную эквидистантную плоскую антеннную решетку с гексагональным расположением элементов, работающую на волнах круговой поляризации, обеспечивающую широкогоризонтальное электрическое сканирование луча ($\pm 60^\circ$) и время переключения луча менее 80 мкс. Основные технические характеристики модуля ФАР представлены в таблице 1, а структурная схема – на рисунке 1.

Таблица 1. Основные характеристики модуля ФАР

№ п/п	Наименование характеристики	Значение
1	Рабочая полоса частот	до 7%
2	Мгновенная полоса	до 0,7%
3	Сектор конический электрического сканирования	$\pm 60^\circ$
4	Количество элементов в модуле	$20 \times 24 = 480$
5	Амплитудное распределение	равномерное
6	Потери модуля на проход	не более 2,7 дБ
7	Развязка прием-передача	не менее 23 дБ
8	Управление элементами ФАР	поэлементное
9	Точность установки фазы в элементах	не хуже 3°
10	Габаритные размеры раскрыва	$11,43\lambda \times 11,91\lambda$
11	Продольные габариты модуля	$14,62\lambda$

λ – длина волны на средней частоте рабочего диапазона

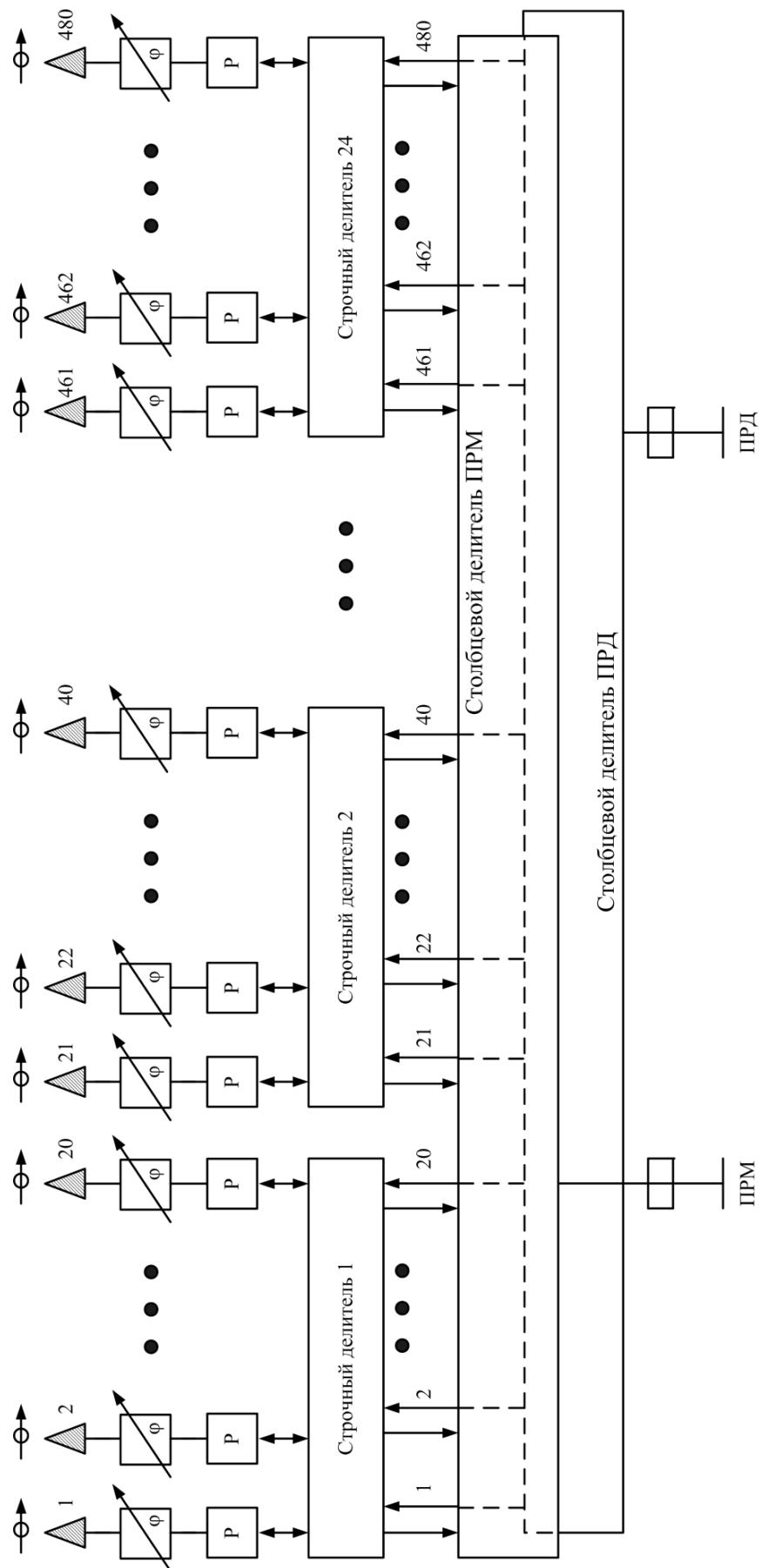


Рис. 1. Структурная схема модуля ФАР.

Модуль ФАР включает в себя следующие основные функциональные узлы:

- 1) решетка излучателей – обеспечивает формирование основного луча диаграммы направленности необходимой формы, в заданном направлении, с требуемыми параметрами поляризации, с минимальными потерями, обусловленными как рассогласованием, так и деполяризацией излучения;
- 2) блок фазосдвигающих устройств – предназначен для формирования фазового распределения электромагнитного поля на поверхности раскрыта антенны для режимов работы прием, передача, прием/передача;
- 3) волноводно-распределительная система – формирует равномерное амплитудное распределение электромагнитного поля в раскрытии модуля ФАР и содержит независимые тракты приема и передачи.

Раскрытие модуля ФАР сформировано волноводно-диэлектрическими излучателями (ВДИ) с общим экраном, расположенным в узлах гексагональной сетки с шагом $0,57\lambda$, и содержит 20×24 элемента. Выбранный шаг элементов антенной решетки обеспечивает отсутствие дифракционных максимумов в секторе электрического сканирования луча $\pm 60^\circ$ в рабочем диапазоне частот. Примененные волноводно-диэлектрические излучатели имеют коническую форму и выполнены из материала с относительной диэлектрической проницаемостью, равной 4. Форма и относительные размеры излучателя приведены на рисунке 2, где λ – длина волны на средней частоте рабочего диапазона. Разработанный излучатель и раскрытия оптимизированы с учетом имеющихся технологических ограничений [7].

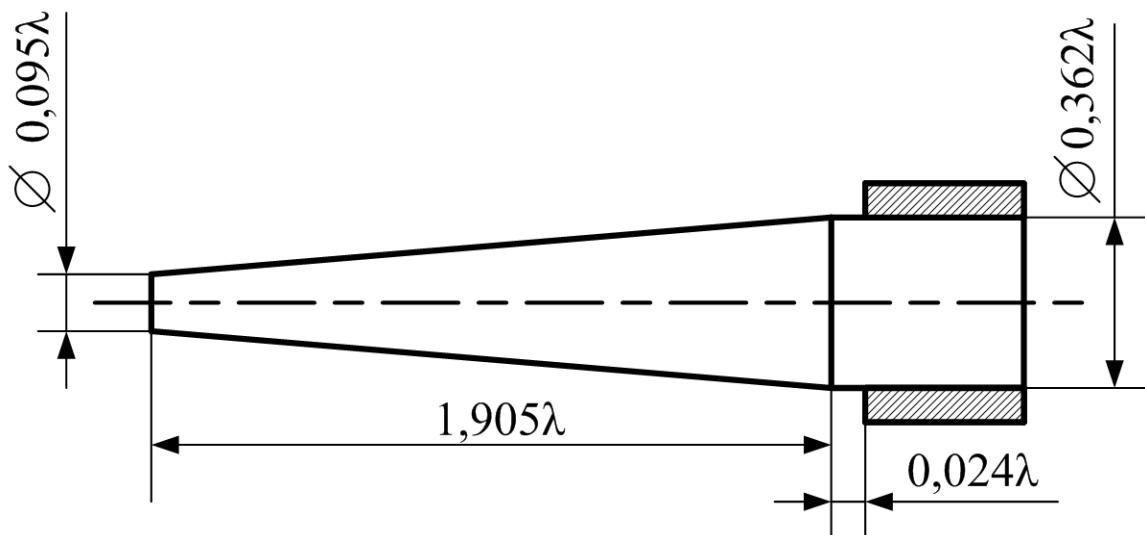


Рис. 2. Волноводно-диэлектрический излучатель.

Фазосдвигающие устройства модуля ФАР реализованы в виде фарадеевского волноводного ферритового фазовращателя (ВФФВ) с магнитной памятью, выполненного на основе ферритового стержня без токопроводящего покрытия и работающего на волнах круговой поляризации (рисунок 3 и рисунок 4) [8, 9]. Такое решение позволяет обеспечить время переключения луча, не превышающее 80 мкс, при энергии переключения устройства не более 80 мкДж. ВФФВ имеет диаметр $0,476\lambda$, длину $4,667\lambda$ и обеспечивает регулируемый фазовый сдвиг от 0° до 400° со средними потерями в рабочем диапазоне частот не более 1 дБ, максимальными потерями не более 1,5 дБ и КСВН не более 1,3.

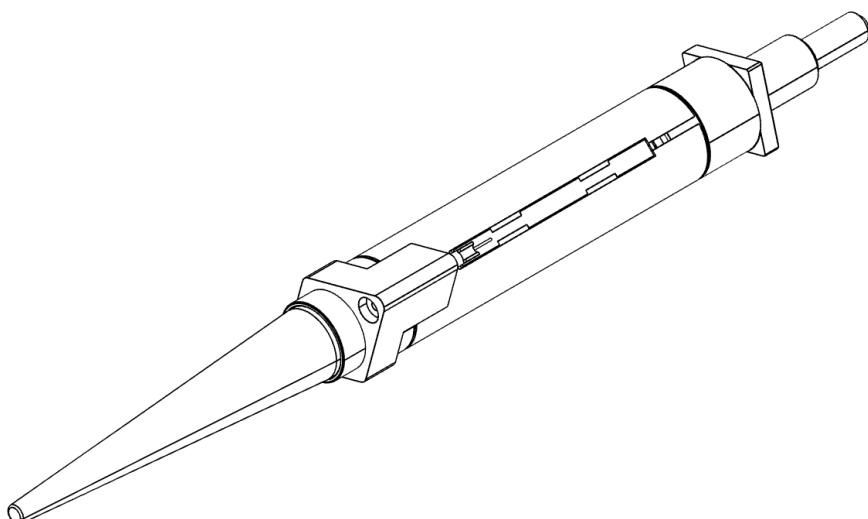


Рис. 3. Волноводный ферритовый фазовращатель модуля ФАР.

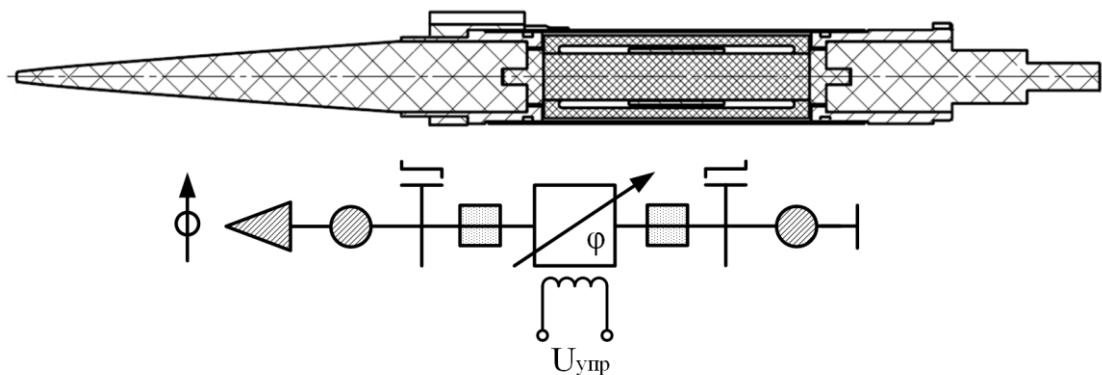


Рис. 4. Конструкция и электрическая схема ВФФВ модуля ФАР.

Волноводно-распределительная система (ВРС) модуля ФАР выполнена по гибридной параллельно-последовательной схеме, позволяющей обеспечить приемлемый компромисс между габаритами и широкополосностью. Вдоль линеек мощность распределяется последовательно посредством волноводного линейного ответвителя (строчного делителя), а для распределения мощности по линейкам используется параллельная волноводная распределительная система (столбцовой делитель). Волноводно-распределительная система распределяет мощность по 480 каналам ФАР с помощью строчных делителей на 20 каналов и столбцевых на 24 канала. В состав ВРС включен блок поляризаторов, построенных по принципу септум-поляризатора [10]. Устройства обеспечивают в рабочем диапазоне частот поляризационную развязку не хуже 27 дБ и коэффициент отражения не выше минус 25 дБ.

Строчный делитель модуля ФАР, схема которого приведена на рисунке 5, а внешний вид – на рисунке 6, обеспечивает равное деление мощности с разбросом коэффициентов деления не более $\pm 0,3$ дБ при коэффициенте отражения не выше минус 29 дБ в рабочем диапазоне частот. В пределах мгновенной полосы частот фазовое смещение спектральных составляющих сигнала не превышает $22,5^\circ$.

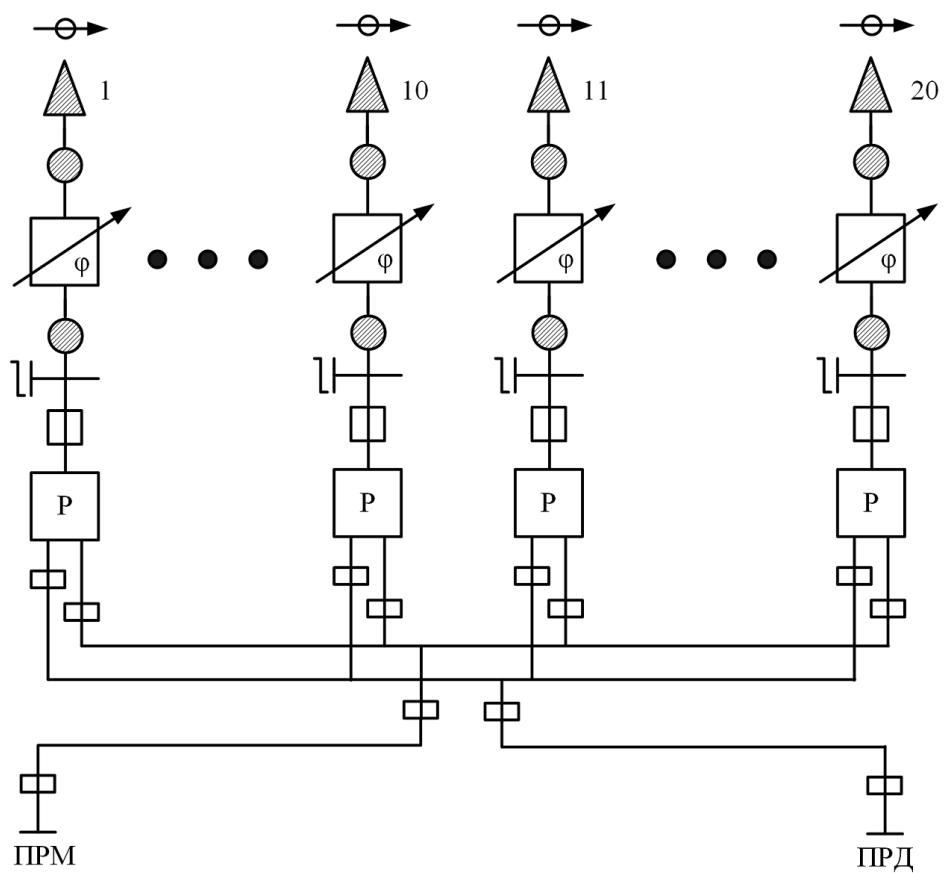


Рис. 5. Схема строчного делителя с ВФФВ.

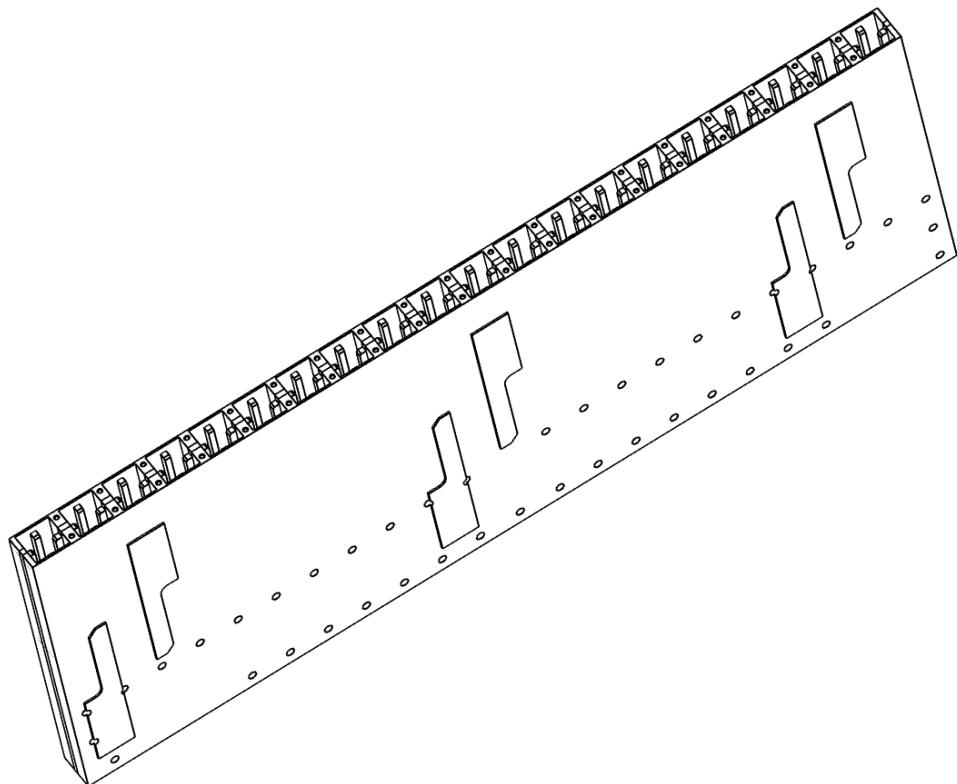


Рис. 6. Стробочный делитель модуля ФАР.

Столбцевой делитель модуля ФАР обеспечивает равное деление мощности на 24 канала с неравномерностью коэффициентов деления, не превышающей $\pm 0,3$ дБ в полосе рабочих частот (рисунок 7). Внешний вид столбцевого делителя представлен на рисунке 8.

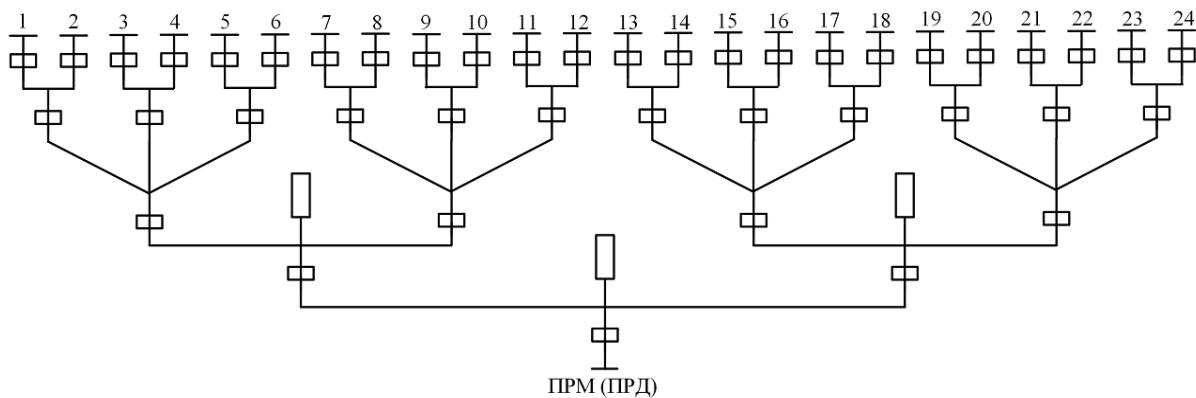


Рис. 7. Схема столбцевого делителя.

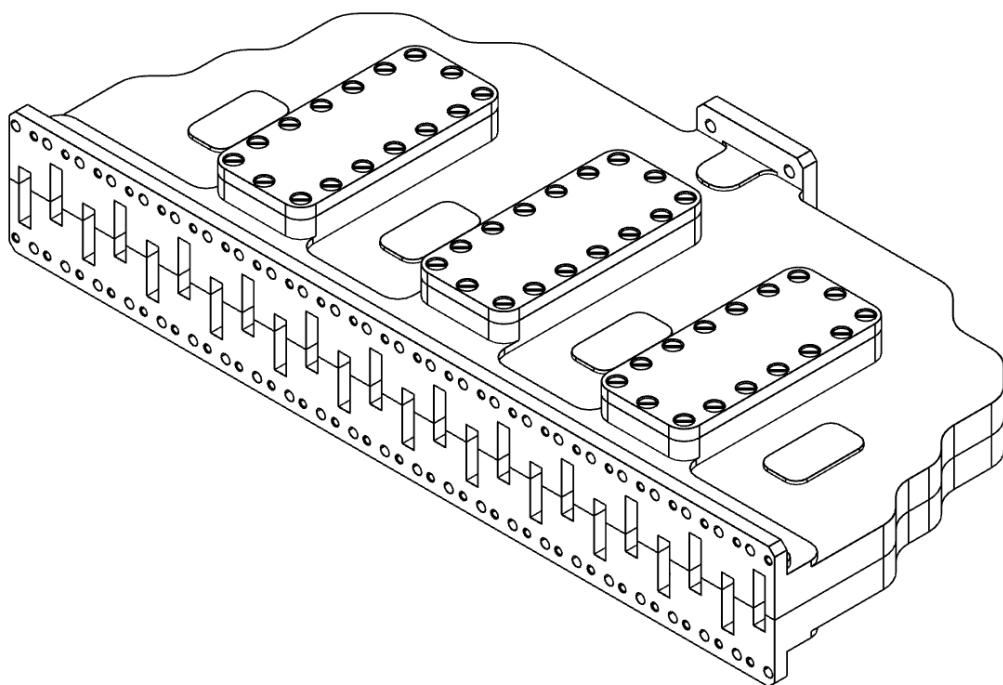


Рис. 8. Столбцевой делитель модуля ФАР.

Делитель обеспечивает синфазное деление с точностью до 10° в полосе рабочих частот, причем отклонение по фазе наблюдаются только для трети каналов. Между группами из 6-ти последовательных элементов обеспечивается развязка не хуже 40 дБ. КСВН на входе столбцевого делителя в полосе рабочих частот не превышает значения 1,15.

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МОДУЛЯ ФАР

Изготовлен макет модуля ФАР Ки-диапазона частот и проведены измерения его электрических характеристик. Диаграммы направленности (ДН) макета модуля ФАР на средней частоте рабочего диапазона в азимутальной плоскости приведены на рисунке 9 (суммарная ДН) и на рисунке 10 (двулучевая ДН – аналог разностной ДН).

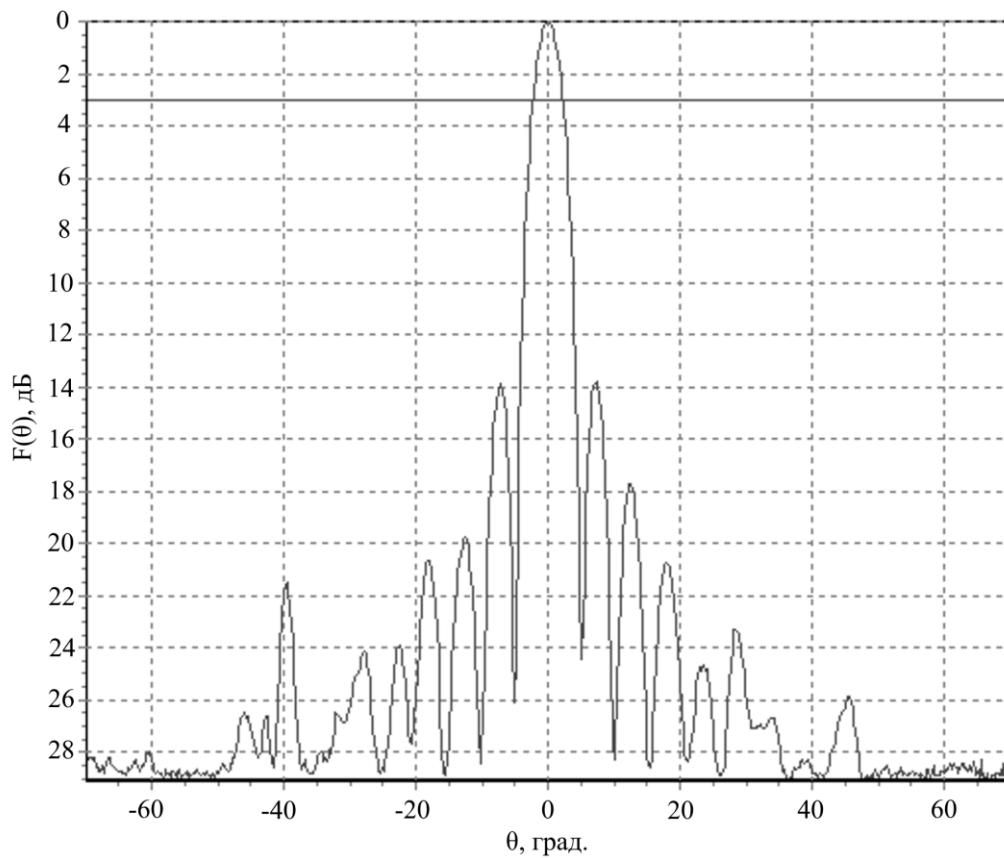


Рис. 9. ДН макетного модуля ФАР в азимутальной плоскости.

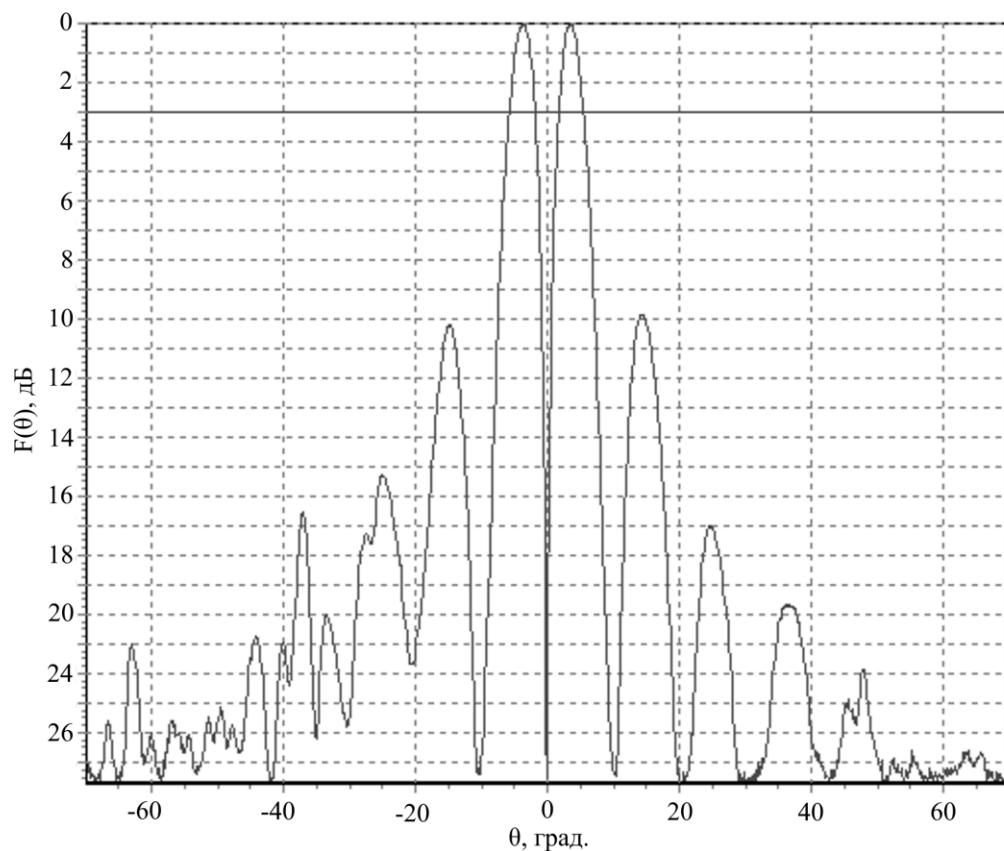


Рис. 10. Двухлучевая ДН макетного модуля ФАР в азимутальной плоскости.

Измерения диаграмм направленности проведены в условиях открытого полигона с расстоянием до излучающей антенны 200 метров и высотой относительно поверхности земли 10 метров. Модуль ФАР располагался на автоматизированном поворотном стенде, обеспечивающем измерение ДН в автоматическом режиме, как в горизонтальной, так и в вертикальной плоскостях.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенные исследования показали возможность создания модуля приемо-передающей проходной ФАР, обеспечивающего широкоугольное электрическое сканирование луча ($\pm 60^\circ$) и время переключения луча не более 80 мкс. Предложенное техническое решение позволяет строить модульные антенные системы с требуемыми параметрами раскрыва и обладает рядом преимуществ. Построение антенной системы из отдельных модулей позволяет реализовать режим «распределенный передатчик-распределенный приемник» (аналог АФАР) или формирование различных ступенчатых амплитудных распределений для повышения коэффициента усиления в режиме передачи и снижения уровня боковых лепестков ДН в режиме приема. Раздельная цифровая обработка сигналов в приемных каналах дает возможность реализации цифрового диаграммообразования в пределах ширины ДН отдельного модуля на прием (аналог приемной цифровой АФАР). Раздельное цифровое формирование сигналов передатчика позволяет реализовать MIMO-режим работы (аналог приемо-передающей цифровой АФАР с MIMO-режимом). Таким образом, предлагаемое техническое решение позволит создавать антенные системы для РЛС с расширенными функциональными возможностями.

ЛИТЕРАТУРА

1. Задорожный В. В. Обобщенный показатель эффективности использования антенной системы в составе РЛС // Антенны, 2023, №4(284). – С. 21-31.
2. Obukhovets V. Some New Trends in Phased Antenna Array Designing. Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), Divnomorskoe, Russia, 2019. – Pp. 20-23.
3. Чабанов В. А. РЛС с АФАР: преимущества, режимы применения, функциональные возможности / В. А. Чабанов, Н. К. Яковлева // Авиационные системы, 2024, №3. – С. 53-58.
4. Herd J., Conway M. The Evolution to Modern Phased Array Architectures. In Proceedings of the IEEE, vol. 104, no. 3, 2016. – Pp. 519-529.
5. Авраменко А. Я. Исследование характеристик многоэлементной антенны MIMO радара / А. Я. Авраменко, В. Ю. Волков // Радиолокационное исследование природных сред: Материалы XXXIII Всероссийского симпозиума, посвященного 100-летию со дня рождения доктора технических наук, профессора Клюева Николая Фомича, 2024. – С. 11-19.
6. 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.
7. Русов Ю. С. Фрагмент антенной решетки для исследования характеристик волноводно-диэлектрических излучателей / Ю. С. Русов, Е. В. Прохоренко // Радиостроение. – 2017, №4. – С. 16-27.
8. Будкин А.А., Изгутдинов М.С., Сиренко И.Л., Опара А.Б., Темкин А.П., Самойленко Е.А., Голубцов М.Е. Проходной элемент фазированной антенной решетки. RU 209189 U1, заяв. 29.09.2021, опубл. 04.02.2022.

9. Будкин А.А., Изгутдинов М.С., Сиренко И.Л., Опара А.Б., Темкин А.П., Самойленко Е.А., Голубцов М.Е. Элемент фазированной антенной решетки. RU 2776596 C1, заяв. 29.09.2021, опубл. 22.07.2022.
10. Nicolic N., Weily A., Kekic I., Smith S, Smart K. A Septum Polarizer with Integrated Square to Circular Tapered Waveguide Transition. 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. 2018. – Pp. 725-726.

REFERENCES

1. Zadorozhnyj, V.V. Integrated factor of efficiency of antenna system using in the radar. *Antennas*. 2023. No. 4 (284). – Pp. 21-31.
2. Obukhovets, V. Some New Trends in Phased Antenna Array Designing. *Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)*, Divnomorskoe, Russia, 2019. – Pp. 20-23.
3. Chabanov, V. A. Radar with AFAR: advantages, modes of application, functionality / Chabanov V. A., Yakovleva N. K. // *Aviation Systems*, 2024, No. 3. – Pp. 53-58.
4. Herd, J., Conway, M. The Evolution to Modern Phased Array Architectures. In Proceedings of the IEEE, vol. 104, no. 3, 2016. – Pp. 519-529.
5. Avramenko, A. Ya. Investigation of the characteristics of a multi-element MIMO radar antenna / Avramenko, A. Ya., Volkov, V. Yu. // *Radar research of natural environments: Proceedings of the XXXIII All-Russian Symposium dedicated to the 100th anniversary of the birth of Doctor of Technical Sciences, Professor Nikolai Fomich Klyuev*, 2024. – Pp. 11-19.
6. Tahcfulloh, S. Phased-MIMO Antenna Arrays of Radar System in Detection Performance. 2020 IEEE International Conference on Communication, Networks and Satellite (Commetsat), Batam, Indonesia, 2020, – pp. 117-120.
7. Rusov, Yu.S. Antenna array fragment for research of waveguide-dielectric radiator characteristics / Rusov, Yu. S., Prokhorenko, E. V. // *Radio Engineering*. 2017. No. 4. – Pp. 16-27.
8. Budkin, A.A., Izgutdinov, M.S., Sirenko, I.L., Opara, A.B., Temkin, A.P., Samoylenko, E.A., Golubtsov, M.E. Passage element of the phased array antenna. RU 209189 U1, stated. 29.09.2021, publ. 04.02.2022.
9. Budkin, A.A., Izgutdinov, M.S., Sirenko, I.L., Opara, A.B., Temkin, A.P., Samoylenko, E.A., Golubtsov, M.E. Element of the phased array antenna. RU 2776596 C1, stated. 29.09.2021, publ. 22.07.2022.
10. Nicolic, N., Weily, A., Kekic, I., Smith, S., Smart, K. A Septum Polarizer with Integrated Square to Circular Tapered Waveguide Transition. 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. 2018. – Pp. 725-726.

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ПЕЛЕНГАЦИОННЫЙ КОМПЛЕКС НА БАЗЕ SDR-ТЕХНОЛОГИИ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ НАПРАВЛЕНИЯ НА БЕСПИЛОТНЫЕ ЛЕТАТЕЛЬНЫЕ АППАРАТЫ

Е. Д. Егорова, Е. А. Ищенко, А. Е. Медведев, Д. К. Проскурин, С. М. Федоров

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

Аннотация. В статье рассматривается разработка широкополосного пеленгационного комплекса на базе программно-определенного радио (SDR) для определения направления на беспилотные летательные аппараты. Были рассмотрены варианты выбора оптимальной базы пеленгатора. Проведены натурные испытания основных характеристик комплекса пеленгации при обнаружении сигналов малого уровня, а также при неточностях настройки антенной части комплекса пеленгации. Проведен статистический анализ измеренных характеристик.

Ключевые слова: программно-определенное радио (SDR); радиопеленгация; логопериодическая антenna; фазовый метод.

BROADBAND DIRECTION FINDING SYSTEM BASED ON SDR TECHNOLOGY FOR DETERMINING THE DIRECTION OF UNMANNED AERIAL VEHICLES

E. D. Egorova, E. A. Ishchenko, A. E. Medvedev, D. K. Proskurin, S. M. Fedorov

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

Abstract. The article discusses the development of a broadband direction-finding complex based on software-defined radio (SDR) for determining the direction of unmanned aerial vehicles. Options for choosing the optimal direction-finder base were considered. Full-scale tests of the main characteristics of the direction-finding complex were carried out when detecting low-level signals, as well as with inaccuracies in the adjustment of the antenna part of the direction-finding complex. A statistical analysis of the measured characteristics was carried out.

Keywords: software defined radio (SDR); radio direction finding; log-periodic antenna; phase method.

1. ВВЕДЕНИЕ

Для противодействия потенциальным угрозам и повышения безопасности ряда объектов применяется радиопеленгация, позволяющая выявлять направление на источник радиоизлучения и, следовательно, определять местоположение БПЛА. Одним из решений в данном направлении является использование программно-определенного радио, позволяющего гибко перенастраивать параметры приема и обрабатывать сигнал цифровыми методами. В работах показано, что применение четырехканальных SDR-систем и методов фазовой интерферометрии даёт возможность достичь точного определения линии пеленга [1]. В работе решается задача снижения неоднозначностей, возникающих при больших базах антенн, и минимизация погрешностей, связанных с неточностью в положении фазовых центров. Для решения этой проблемы ряд авторов предлагают метод SODA, искусственно формирующий малую апертуру, и гибридные подходы, где фазовое сравнение дополняется амплитудным [2, 3]. В других исследованиях анализируется комбинация круговых антенных решеток и цифровых

контуров фазовой автоподстройки, что даёт возможность извлекать нужную фазовую информацию даже при использовании одного приёмного канала SDR, последовательно опрашивающего набор антенн [4]. В работе [5] описано применение БПЛА в качестве носителя антенной системы для радиопеленгации, где рассматриваются псевдодоплеровские схемы и врачающиеся антенны Яги. Подобные решения в сфере воздух–воздух или воздух–земля накладывают дополнительные требования к надёжности радиоканала и точности определения разности фаз. В данной статье рассматривается разработка широкополосного пеленгационного комплекса на базе SDR-технологии, предназначенного для определения направления на беспилотные летательные аппараты в различных эксплуатационных условиях. Внимание уделяется проблеме поддержания высокой точности как при низком уровне полезного сигнала, так и при неточном соблюдении базы и параллельности антенных элементов. Также анализируются вопросы расширения рабочего диапазона за счёт применения логопериодических антенн и возможности оперативной адаптации алгоритмов пеленгации в рамках SDR-платформ.

2. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АППАРАТНО-ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ШИРОКОПОЛОСНОГО ПЕЛЕНГАЦИОННОГО КОМПЛЕКСА НА БАЗЕ SDR-ТЕХНОЛОГИЙ

Разработка широкополосного пеленгационного комплекса, предназначенного для определения направления на беспилотные летательные аппараты, предполагает сочетание теоретических принципов радиопеленгации и практических преимуществ программно-определенного радио. В основу комплекса заложены идея гибкой настройки параметров приёма и возможность быстрого переключения между разными участками рабочего диапазона. Одним из преимуществ такого подхода является способность получать достоверные результаты при низком отношении сигнал/шум. На рисунке 1 приводится структурная схема пеленгационного комплекса, показывающая взаимосвязь антенно-фидерного тракта, SDR-приёмника и вычислительного узла, где происходит основная обработка сигналов.

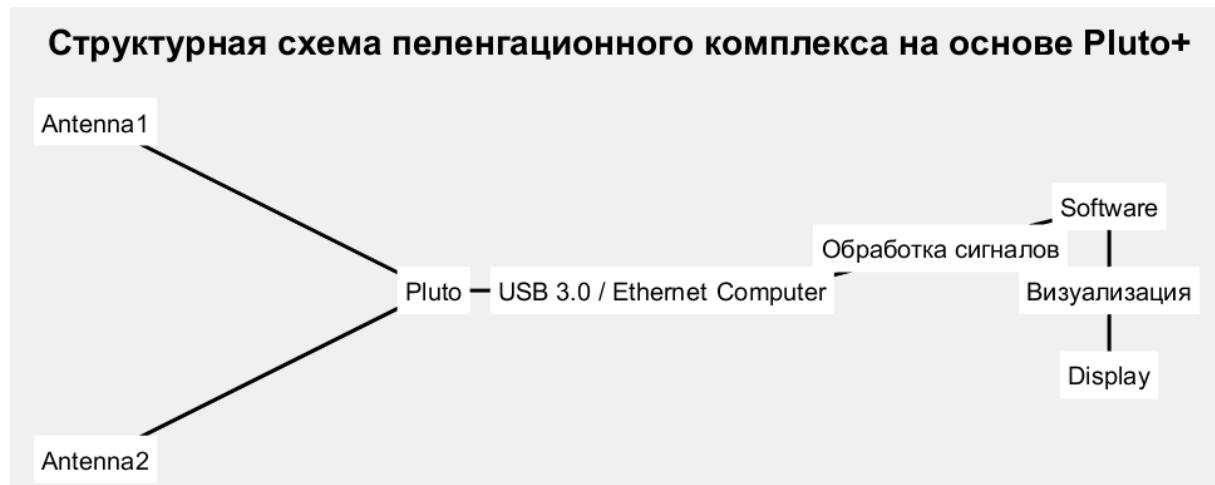


Рис. 1. Структурная схема пеленгационного комплекса.

В соответствии с данной схемой, пара логопериодических антенн подключена к двум входным каналам SDR-платформы, что даёт возможность одновременного сбора сигналов, приходящих из разных направлений, и обеспечивает фазовое сравнение для более точного расчёта угла прихода волны. Требованием к системе является широкополосность, которая позволяет охватывать различные частоты, используемые БПЛА. Кроме того, стоит отметить, что для реализации фазового метода пеленгации

необходимо сохранять когерентность между приёмными каналами и иметь возможность оперативно менять настройки центральной частоты и полосы пропускания.

Важной частью аппаратного решения выступает сама SDR-платформа, в данном случае Pluto SDR Plus. Её выбор обусловлен сочетанием компактных габаритов, достаточного числа приёмных каналов и встроенной логики, позволяющей обрабатывать сигналы практически в реальном времени. Эта платформа поддерживает гибкую конфигурацию параметров АЦП/ЦАП, а также обеспечивает выделенный процессорный ресурс под программную реализацию алгоритмов пеленгации. На рисунке 2 показано внутреннее устройство SDR-приёмника, иллюстрирующее расположение радиочастотного трансивера, блока FPGA и других основных аппаратных компонентов.

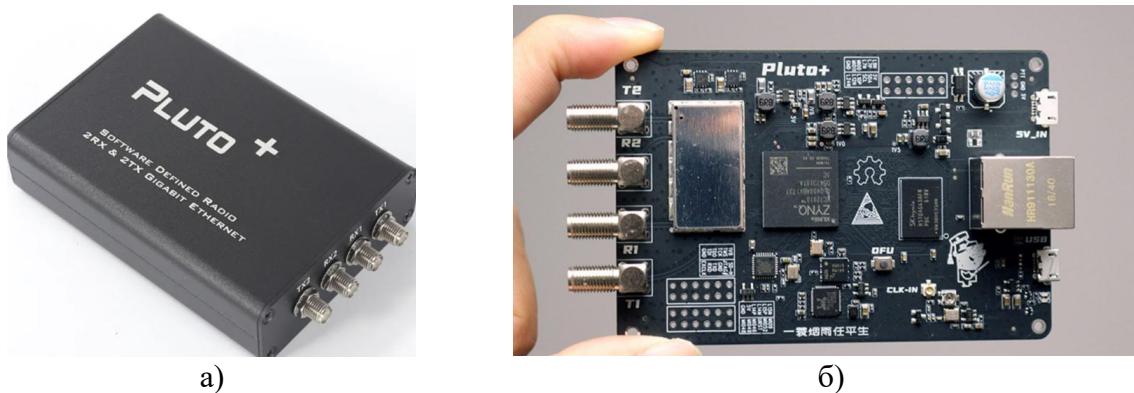


Рис. 2. Устройство SDR-платформы Pluto SDR Plus: внешний вид печатной платы SDR-платформы Pluto SDR Plus с обозначением основных компонентов.

При эксплуатации комплекса оператор задаёт требуемый диапазон частот и ширину полосы на самом приёмнике, после чего цифровые отсчёты поступают в компьютер или встроенный микроконтроллер, где и выполняются основные вычислительные процедуры. Подобная модульность даёт возможность быстро вносить изменения в структуру алгоритма.

Аппаратно-программная реализация комплекса тесно связана с надёжной антенно-фидерной системой. Предварительно выбранные антенные элементы должны сохранять должное усиление и согласование на всём требуемом спектре, а также быть достаточно компактными, чтобы комплекс оставался переносным. При этом в процессе теоретической части обосновывается применение логопериодической антенны, которая показывает высокие результаты в широком частотном диапазоне и даёт возможность поддерживать относительно стабильную диаграмму направленности при изменении частоты. Точная подстройка или адаптация к конкретной задаче достигается путём корректировки программной конфигурации SDR, что и обеспечивает полноту метода программно-определенного радио при построении универсального пеленгационного комплекса.

Реализация антенного узла в широкополосной системе обычно сопряжена с необходимостью выбора антенны, способной обеспечить одинаково хорошее согласование и достаточную направленность в широком диапазоне частот. В данном случае оптимальным решением стала печатная логопериодическая антenna, которая характеризуется квазифрактальной конфигурацией проводящих элементов и сохраняет высокий коэффициент направленного действия на значительном участке спектра. Конструкция антенного элемента, изготовленного по печатной технологии, представлена на рисунке 3.

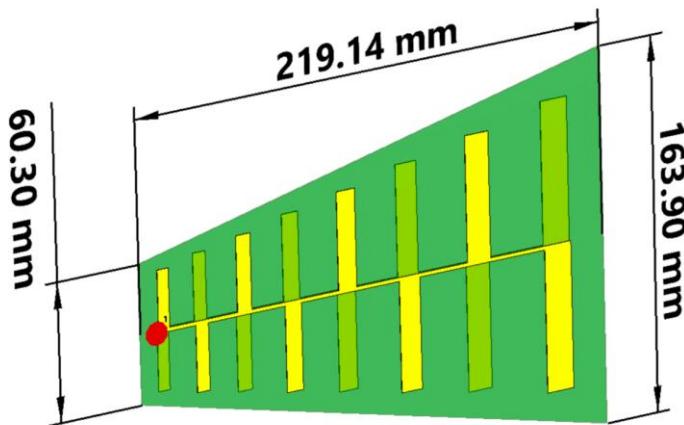


Рис. 3. Антенный элемент LPDA.

Такая геометрия обеспечивает расширенный частотный охват благодаря плавному изменению длины и шага излучающих дипольных структур. При проектировании данного элемента внимание уделяется вычислению фазового центра и согласованию, поскольку точность пеленгации напрямую зависит от стабильности фазовой характеристики антенны.

Для подтверждения широкополосности антенны и оценки характеристик согласования был проведён анализ параметра S11. На рисунке 4 приведён график модуля коэффициента отражения, который показывает, что антенна имеет возвратные потери менее -10 дБ на всём целевом диапазоне частот.

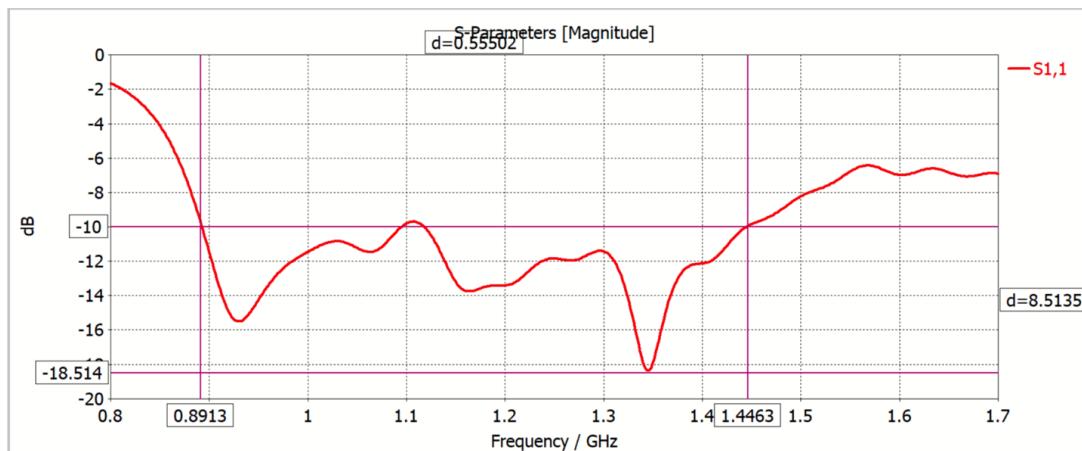


Рис. 4. График S11 параметров антенны LPDA.

Это позволяет отнести её к разряду сверхширокополосных (СШП) антенн и использовать для приёма сигналов различной полосы без существенного ухудшения согласования. Кроме того, форма кривой S11 показывает, что логопериодическая геометрия эффективно работает в заданном диапазоне и обладает приемлемыми свойствами излучения.

На рисунке 5 продемонстрированы характеристики диаграммы направленности, измеренные на нескольких частотах выбранного диапазона.

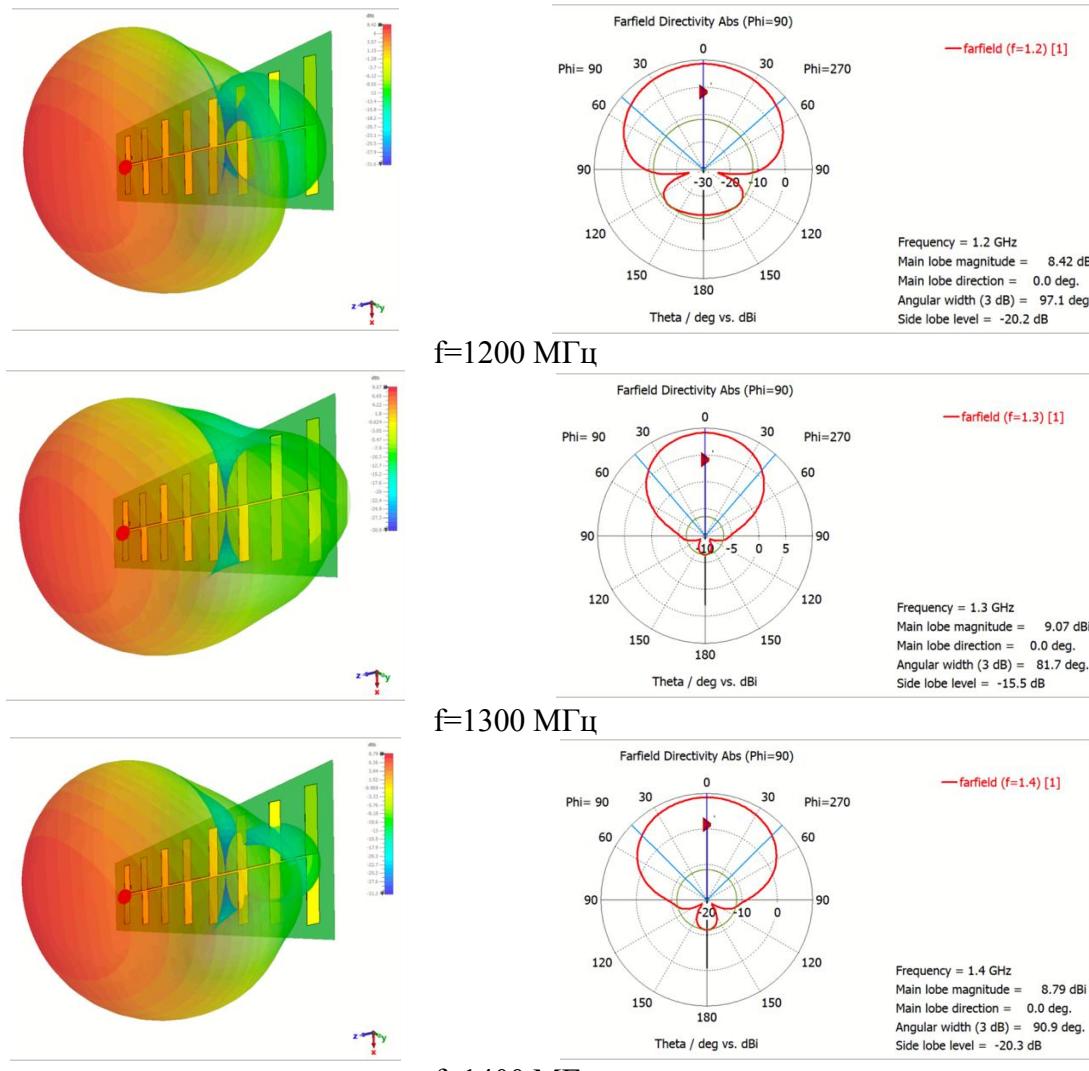


Рис. 5. Характеристики диаграмм направленности печатной логопериодической антенны.

Видно, что при увеличении частоты основной лепесток сужается, но сохраняет оптимальное отношение между шириной лепестка и уровнем боковых максимумов. Таким образом, две такие антенны, расположенные под определённым углом и на рассчитанном расстоянии, дают возможность проводить уверенное сравнение сигналов по фазе, что является основой любого фазового метода пеленгации. Сами антенны подключаются к SDR-приёмнику посредством экранированных коаксиальных линий с минимальными потерями. Каждый приёмный тракт SDR-платформы Pluto SDR Plus обеспечивает отдельный аналогово-цифровой преобразователь, благодаря чему достигается когерентный отбор проб сигналов в каждом канале. Такой подход упрощает синхронизацию данных и гарантирует согласованное измерение фазовой разности.

Программная составляющая комплекса базируется на языке Python и ряде библиотек, отвечающих за цифровую обработку сигналов и визуализацию. Для организации потока данных из SDR используется стандартная среда, позволяющая считывать сэмплы в режиме реального времени и передавать их в модули анализа. В основе алгоритма лежит моноимпульсный метод, при котором поступающие сигналы с двух антенных каналов суммируются и вычитаются, а затем анализируется их фазовое соотношение. Обобщённая блок-схема обработки показана на рисунке 6.

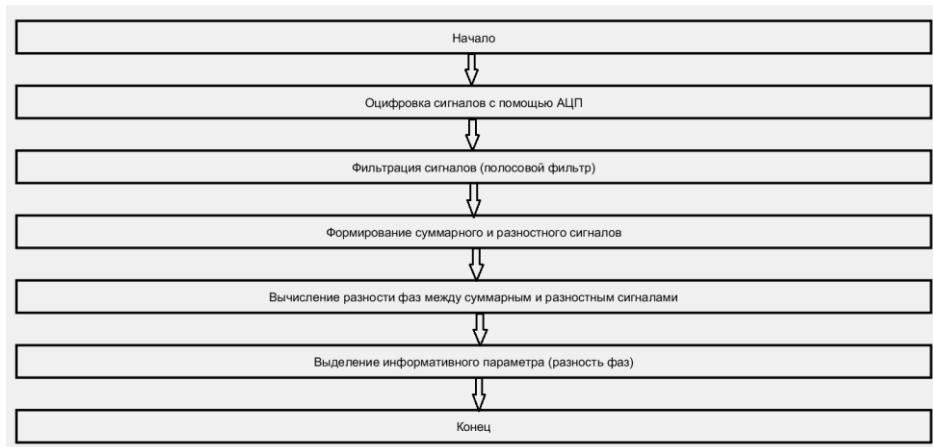


Рис. 6. Блок-схема алгоритма предварительной обработки сигналов.

На данной схеме можно увидеть, как цифровой поток фильтруется в заданной полосе, а затем формируются суммарный и разностный каналы. Далее алгоритм определяет фазовый сдвиг между ними, что и даёт информацию об угле прихода сигнала. Такой подход устойчив к помехам и аппаратным рассогласованиям при условии, что каналы имеют калиброванную фазу.

Программный код включает этап предварительной фильтрации с помощью быстрого преобразования Фурье, а также расчёт функций корреляции, если требуется повышенная точность при низких уровнях сигнала. Важно отметить, что для повышения надёжности пеленгации алгоритм выполняется циклически, и оператор может видеть результат в реальном времени через визуальный интерфейс. На рисунке 7 представлен графический интерфейс программы-пеленгатора.

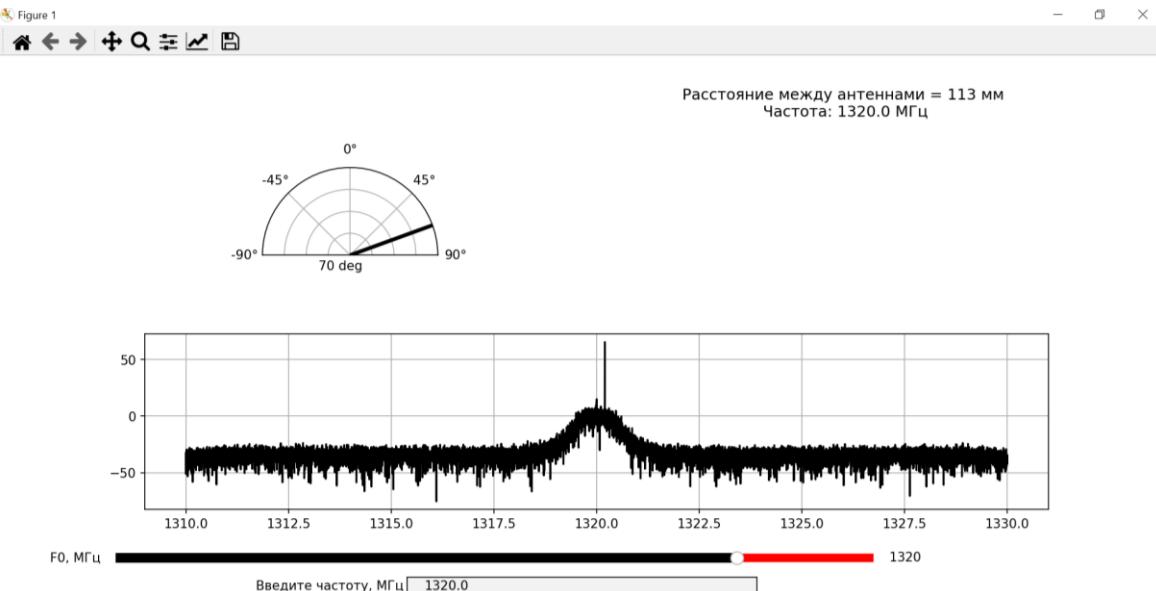


Рис. 7. Графический интерфейс программы-пеленгатора.

Подобная комбинация позволяет оператору одновременно контролировать качество приёма, видеть рабочую частоту и оценивать точность вычисленного угла прихода волны. Дополнительно в интерфейсе реализованы функции изменения частоты, полосы обработки и автоматического определения оптимальных параметров при малых отношениях сигнал/шум.

Завершающий этап – интеграция всей аппаратно-программной части в единую рабочую систему. На рисунке 8 можно увидеть готовый пеленгационный комплекс, включающий SDR Pluto+, логопериодические антенны, антенно-фидерный блок и ноутбук в качестве управляющего и обрабатывающего устройства.

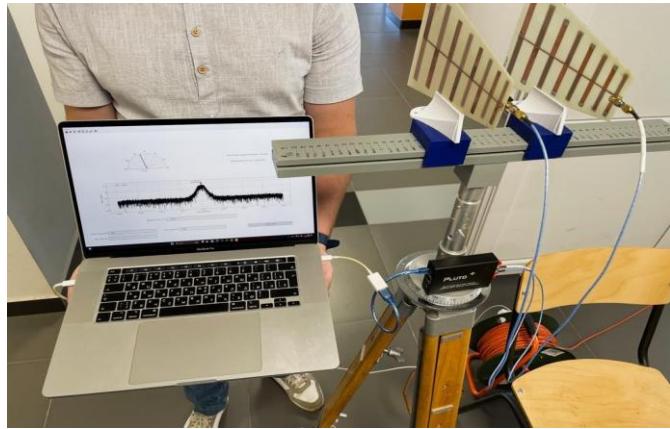


Рис. 8. Комплекс радиопеленгации, состоящий из SDR Pluto+, антенно-фидерного блока и ноутбука.

В собранном виде система сохраняет портативность, что даёт возможность проводить испытания в различных условиях, начиная от лабораторных тестов и заканчивая полевыми измерениями.

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ПЕЛЕНГАЦИОННОГО КОМПЛЕКСА И АНАЛИЗ ТОЧНОСТИ ЕГО РАБОТЫ

Исследование точности и работоспособности разработанного широкополосного пеленгационного комплекса проводилось в нескольких сериях экспериментов, охватывающих лабораторные условия и открытую площадку. Основная цель этих испытаний состояла в количественной оценке погрешности пеленгации при различных уровнях мощности сигнала, а также при варьировании углового положения источника излучения. Для начала были выполнены измерения в помещении, где влияние внешних помех и неконтролируемых отражений было относительно ограниченным. На рисунке 9 представлена экспериментальная установка для лабораторных исследований, демонстрирующая пространственное расположение приёмных антенн и эталонного генератора, подключённого к направленной антенне.



Рис. 9. Комплекс радиопеленгации, состоящий из SDR Pluto+, антенно-фидерного блока и ноутбука.

Расстояние между источником и пеленгатором в таких испытаниях составляло от три метра. Угол между базой пеленгатора и направлением на эталонную антенну изменялся дискретно через каждые пять градусов в диапазоне от 0° до 45° , чтобы иметь сравнительно простую систему отсчёта и удобство многократных повторных измерений. На каждом шаге фиксировалась мощность, подаваемая на излучающую антенну, а также значение, измеренное программным обеспечением пеленгатора. Цель заключалась в том, чтобы определить зависимость ошибки пеленга от реального угла прихода сигнала и его уровня.

В условиях лаборатории для определения точности использовались такие статистические показатели, как средняя абсолютная ошибка и среднеквадратическое отклонение. В таблице 1 приведены результаты экспериментальной оценки точности определения углового положения источника радиоизлучения при нескольких уровнях мощности.

Таблица 1. Результаты экспериментальной оценки точности определения углового положения источника радиоизлучения при различных уровнях мощности сигнала

Реальный угол поворота антenn, град.	Расчетный угол при -10 дБм, град.	Расчетный угол при -20 дБм, град.	Расчетный угол при -45 дБм, град.
0	0	0	3
5	5	8	5
10	10	14	10
15	18	22	15
20	24	30	22
25	31	36	30
30	37	43	35
35	45	50	45
40	52	57	77
45	61	61	57

Из данных таблицы можно проследить, что при высоком уровне сигнала (например, -10 дБм) ошибка возрастает незначительно по мере увеличения угла от 0° к 45° . При снижении входной мощности, вплоть до -45 дБм, погрешность пеленгации становится более выраженной, что объясняется уменьшением отношения сигнал/шум и увеличением вероятности флюктуаций фазы на фоне шумов. Важно отметить, что, даже при весьма низких уровнях сигнала, система сохраняет работоспособность. Для более детального разбора зависимости точности от отношения сигнал/шум можно рассмотреть развернутые данные, аналогичные тем, что приводятся в таблице 2, где показан диапазон ОСШ и соответствующие значения ошибки.

Помимо лабораторных экспериментов был проведён ряд измерений на открытом пространстве с целью выяснить, как результаты меняются при реальном уличном распространении и наличии менее контролируемой помеховой среды. В качестве тестовой площадки использовалась территория во дворе ВГТУ, где можно было отодвинуть излучающую антенну на расстояние порядка 35 метров. В таких условиях сигнал подвергался большему ослаблению, поэтому для достижения тех же значений отношения сигнал/шум приходилось снижать мощность генератора. На рисунке 10 показан сам процесс измерения характеристик пеленгационного комплекса на открытом пространстве: видно, что антенно-фидерный блок пеленгатора устанавливается на штативе, а эталонная антенна монтируется в нескольких десятках метров так, чтобы можно было варьировать как горизонтальный угол, так и уровень подаваемого сигнала.

Таблица 2. Характеристики пеленгации при разных уровнях отношения сигнал/шум

ИРИ	0°	5°	10°	15°	20°	25°	30°	35°	40°	45°	Уровень генератора, dBm
ОСШ											
45	0	5	10	15	20	25	28	32	38	43	0
41	0	5	8	14	19	24	30	33	40	43	-25
35	0	5	10	14	18	24	28	32	36	42	-40
30	0	5	10	15	20	24	28	33	39	43	-50
15	0	5	10	15	20	24	30	35	39	44	-60
10	0	5	11	17	20	24	32	34	37	40	-65
7	1	6	10	15	20	24	30	34	44	42	-70
5	3	8	16	19	27	30	48	70	75	80	-73



a)



б)

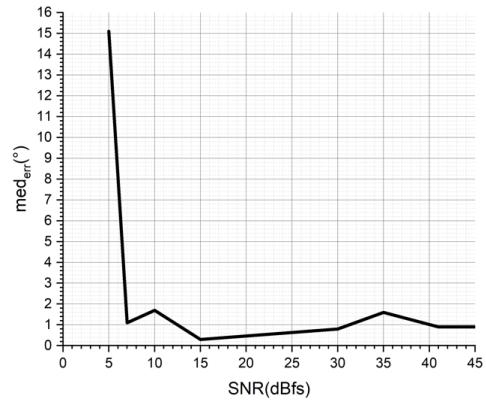
Рис. 10. Измерение характеристик комплекса радиопеленгации: а) Вид на источник радиоизлучения; б) Вид с позиции радиоизлучения на пеленгатор, дистанция 35 метров.

На улице фактор многолучевости, возникающий из-за отражения сигнала от стен и металлических предметов, в некоторых случаях снижается по сравнению с лабораторией, однако могут появляться другие источники помех, в том числе сигналы бытовых беспроводных устройств. Результаты таких опытов показали, что даже при уровне сигнала порядка -65 дБм система способна держать ошибку пеленгации ниже 10° , если угол не превышает $40\text{--}45^\circ$. Это подтверждает потенциал комплекса для обнаружения реальных источников радиоизлучения, таких как каналы управления или телеметрии БПЛА, на дальностях, существенно превышающих 35 метров, при условии более мощного передатчика или лучшей диаграммы направленности.

Дополнительно был проведён анализ зависимости ошибки пеленга от отношения сигнал/шум, в частности, при углах около 0° , 20° и 40° . В некоторых опытах, результаты которых можно визуализировать так же, как на рисунке 11, стало заметно, что при снижении ОСШ до 5–7 дБ погрешность начинает быстро расти, достигая 15° и выше.



а)



б)

Рис. 11. Измерение характеристик пеленгатора при разных уровнях отношения сигнал/шум: а) Процесс проведения измерений на расстоянии в 10 метров; б) Зависимость средней ошибки от уровня ОСШ.

Такое поведение объясняется ростом нестабильности фазового измерения в режиме, когда полезный сигнал становится сопоставим с шумом. В то же время при отношениях сигнал/шум выше 20–25 дБ комплекс демонстрирует весьма высокую точность, близкую к 1–2°.

Анализ измерений, выполненных как в лаборатории, так и на открытой площадке, позволяет сделать вывод, что предложенный пеленгационный комплекс стablyно работает в широком диапазоне условий приёма сигнала. Наиболее благоприятные результаты достигаются при ОСШ выше 20 дБ, когда средняя ошибка не превышает нескольких градусов. При дальнейшем падении уровня сигнала погрешность постепенно возрастает, и система становится чувствительной к любым аппаратным рассогласованиям и случайным фазовым сдвигам.

4. ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ КОНСТРУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ АНТЕННО-ФИДЕРНОЙ СИСТЕМЫ И ЕЁ КОНФИГУРАЦИИ НА ТОЧНОСТЬ РАДИОПЕЛЕНГАЦИИ

Исследования, направленные на установление роли конструктивных факторов при работе пеленгационного комплекса, показали, что наиболее существенное влияние на точность оказывает взаимное расположение антенных элементов. В частности, требуется обеспечить правильный выбор базы пеленгатора и соблюсти параллельность антенн с учётом особенностей их фазовых центров. Нарушение указанных условий приводит к заметному росту фазы измеренного сигнала и, как следствие, к возрастанию итоговой угловой ошибки. Подобный эффект был рассмотрен в серии экспериментов, выполненных для определения границ допустимых смещений антенн.

В первую очередь изучалось влияние расстояния между антennами, поскольку именно правильный выбор базы пеленгатора позволяет наиболее эффективно использовать фазовый метод определения направления прихода волны. В рамках опытов базовое расстояние было изменено на величину от нескольких миллиметров до сотен миллиметров относительно исходного расчётного значения, принятого оптимальным для рабочей частоты около 1320 МГц. Результаты экспериментов приводятся в таблице 3, где видно, что при точном соблюдении расчётной базы ошибка пеленгации оказывается минимальной и стремится к нулю, в то время как отклонение от оптимального расстояния даже на 15–20 мм приводит к появлению заметных погрешностей.

Таблица 3. Зависимость ошибки пеленга от базы пеленгатора (ИРИ=0°, частота 1320 МГц)

База пеленгатора, мм	Ошибка пеленга, °
113	0
15	1
119	3
145	-2
160	-5
180	7
200	8
240	9
260	11
295	12
485	14

Это объясняется тем, что фазовая разница сигналов, поступающих на разные антенны, прямо зависит от геометрического пути прохождения радиоволн, и любое смещение базы нарушает согласованность, заложенную в алгоритме пеленгации. При значительных отклонениях (превышающих 50–70 мм) ошибка возрастает особенно сильно, так как фазовое распределение начинает существенно искажаться, и система становится более уязвимой к неравномерностям амплитудно-фазового тракта и шумам.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе исследования был разработан и протестирован широкополосный пеленгационный комплекс на базе SDR-технологии, предназначенный для определения направления на беспилотные летательные аппараты. В основе комплекса лежит использование двух логопериодических антенн и SDR-приёмника Pluto SDR Plus, что обеспечивает гибкую настройку частот и надёжную оцифровку сигнала. Эксперименты показали, что система способна работать в широком диапазоне частот и сохранять высокую точность даже при низком уровне отношения сигнал/шум. При лабораторных испытаниях ошибка определения пеленга, в зависимости от мощности сигнала, варьировалась от нескольких градусов при -10 дБм до нескольких десятков градусов при -45 дБм, что свидетельствует о прямой зависимости точности от уровня сигнала. Испытания на открытой площадке, с расстояниями до 35 метров, подтвердили возможность удерживать погрешность в пределах 10–15 градусов при уровне сигнала вплоть до -65 дБм. Так же было установлено, что точность напрямую зависит от соблюдения расчётного расстояния между антеннами.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

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

ЛИТЕРАТУРА

1. Skinner S., Patel K., Pittman J., Lebiednik B., Vassallo F., Duncan K. J. Direction Finding System using an N-Channel Software Defined Radio Implemented with a Phase Interferometry Algorithm. // 2019 SoutheastCon, 2019, – pp. 1-5.
2. Bestugin A. R., Kirshina I. A., Ryzhikov M. B., Svanidze V. G. Computational-oriented mathematical model of direct and inverse target direction finding characteristics in airborne weather radar based on multi-channel phased antenna array. // 2019 Antennas Design and Measurement International Conference (ADMInC), 2019, – pp. 62-66.
3. A. E. Gürel, Orduyilmaz A., Soysal G. Analysis of Distance Information Error Between Phase Centers in Phase Comparison Direction Finding Methods. // 2020 28th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), 2020, – pp. 1-4.
4. Thanh H. T., Ha T. N., Van Yem V. Novel direction finding algorithm based on phase locked loop with low computational complexity. // 2013 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC 2013), 2013, – pp. 437-442.
5. VonEhr K., Hilaski S., Dunne B. E., Ward J. Software Defined Radio for direction-finding in UAV wildlife tracking. // 2016 IEEE International Conference on Electro Information Technology (EIT), 2016, – pp. 0464-0469.

REFERENCES

1. Skinner S., Patel K., Pittman J., Lebiednik B., Vassallo F., Duncan K. J. Direction Finding System using an N-Channel Software Defined Radio Implemented with a Phase Interferometry Algorithm. // 2019 SoutheastCon, 2019, – pp. 1-5.
2. Bestugin A. R., Kirshina I. A., Ryzhikov M. B., Svanidze V. G. Computational-oriented mathematical model of direct and inverse target direction finding characteristics in airborne weather radar based on multi-channel phased antenna array. // 2019 Antennas Design and Measurement International Conference (ADMInC), 2019, – pp. 62-66.
3. A. E. Gürel, Orduyilmaz A., Soysal G. Analysis of Distance Information Error Between Phase Centers in Phase Comparison Direction Finding Methods. // 2020 28th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), 2020, – pp. 1-4.
4. Thanh H. T., Ha T. N., Van Yem V. Novel direction finding algorithm based on phase locked loop with low computational complexity. // 2013 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC 2013), 2013, – pp. 437-442.
5. VonEhr K., Hilaski S., Dunne B. E., Ward J. Software Defined Radio for direction-finding in UAV wildlife tracking. // 2016 IEEE International Conference on Electro Information Technology (EIT), 2016, – pp. 0464-0469.

РЕАЛИЗАЦИЯ АНТЕННОГО ТРЕКЕРА ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ КАЧЕСТВА СВЯЗИ С БПЛА

Е. Д. Егорова¹, Е. А. Ищенко¹, А. С. Копенкин², А. Е. Медведев¹, Д. В. Пацев¹,
А. П. Тихонов¹, С. М. Федоров¹

¹Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж,
Российская Федерация

²АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В статье рассматривается антенный трекер для удержания высокомобильного беспилотного комплекса в луче антенны. Для реализации трекера были выбраны метод измерения качества связи в канале, конструкция антенных систем, а также метод изготовления корпуса. Полученная конструкция проста в реализации и использовании, что значительно позволяет повысить эффективность канала передачи данных с БПЛА при его перемещении из луча направленной антенны.

Ключевые слова: антенный трекер; направленная связь; увеличение дальности связи.

IMPLEMENTATION OF ANTENNA TRACKER TO IMPROVE COMMUNICATION QUALITY WITH UAVS

E. D. Egorova¹, E. A. Ishchenko¹, A. S. Kopenkin², A. E. Medvedev¹, D. V. Patsev¹,
A. P. Tikhonov¹, S. M. Fedorov¹

¹Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russian Federation

²JSC "Concern "Sozvezdie", Voronezh, Russian Federation

Abstract. The article discusses an antenna tracker for keeping a highly mobile unmanned complex in the antenna beam. To implement the tracker, a method for measuring the quality of communication in the channel, the design of antenna systems, and a method for manufacturing the case were selected. The resulting design is easy to implement and use, which significantly improves the efficiency of the data transmission channel from the UAV when it moves out of the directional antenna beam.

Keywords: Antenna tracker; Directional communication; Increased communication range.

1. ВВЕДЕНИЕ

Применение высокомобильных объектов, как БПЛА требует решения ряда проблем. Одной из наиболее важных и актуальных остается задача увеличения дальности связи с высокомобильным и подвижным комплексом [1]. Большая часть современных исследований методики увеличения дальности полета БПЛА направлена на реализацию машинного зрения с автономным полетом путем применения искусственного интеллекта и нейронных сетей [2-5], однако особенностью такого решения остается малая эффективность, потребность в больших вычислительных мощностях, а следовательно, приводит к потере заряда батареи, что дополнительно уменьшает дальность полета БПЛА. Другое решение предлагают авторы работы [6], однако использованное решение на основе лазера, а также камер остается зависимым от погодных условий, а также ограничивает дальность применения ввиду затухания лазерного луча в пространстве. Одним из наиболее оптимальных решений является реализация системы, которая будет иметь антенну с более направленным лучом

антенны на передающей (наземной) стороне, однако при увеличении коэффициента направленного действия антенны уменьшается его ширина, что приводит к необходимости поворота антенны в направлении БПЛА. В данной работе предлагается конструкция антенного трекера, который позволяет увеличивать дальность работы БПЛА путем автоматического удержания в луче направленной антенны.

2. ВЫБОР ПРОТОКОЛА ОТСЛЕЖИВАНИЯ БПЛА

При автоматическом повороте направленной антенны на БПЛА необходимо было выбрать протокол измерения параметров сигнала, который будет определять, где находится объект. Приемники и передатчики БПЛА измеряют множество характеристик, но наиболее частыми являются: RSSI, SINR, RSRP, SNR, RSRQ. Каждый из данных параметров предназначен для измерения основных характеристик не только канала связи, но и внешне шумового воздействия и их влияния на качество связи:

1) RSSI (Received Signal Strength Indicator) – показатель мощности сигнала, который принимают антенные системы приемника и передатчика. Для измерения характеристик RSSI применяют логарифмические шкалы, а именно dBm (дБ-милли-Ватт), так как уровни сигналов в линейных масштабах будут очень малыми, что не позволит эффективно оценить канал связи;

2) SINR (Signal Interference + Noise Ratio) – данный показатель показывает отношение уровня полезного сигнала к внешним помехам. Как правило в случае использования систем передачи данных данный параметр обязан быть более 0 дБ, иначе внешние источники полностью подавляют ИРИ, что делает связь невозможной. Минусом измерения такого параметра выступает необходимость знания априорного уровня сигнала источника передачи, а также желательно иметь информацию о форме и типе сигнала, так как разные виды сигналов имеют разную шумовую устойчивость;

3) RSRP (Reference Signal Received Power) – данный показатель очень близок к RSSI, однако он учитывает уровень мощности только полезного сигнала, что позволяет более качественно оценить качество канала связи, но требует передачи эталонного априори известного сигнала, на основе которого и будут проводиться измерения, что не всегда может быть реализовано, особенно в системах связи с БПЛА, где частотный диапазон связи ограничен;

4) SNR (Signal-to-Noise Ratio) – отношение сигнал шум, показывает, насколько уровень сигнала превосходит внешний шум. Данный параметр как правило является основным (базовым) при оценке качества канала передачи данных, но его измерение требует рассмотрение канала без полезного сигнала и с ним, что затруднено в режиме реального времени, а также в случае использования систем с псевдослучайной перестройкой частоты (ПСПЧ);

5) RSRQ (Reference Signal Received Quality) – данный показатель является косвенным и базируется на измеренных уровнях RSSI и RSRP, что позволяет более качественно оценить характеристики канала, а также предложить методы борьбы с помехой, но также требует наличие эталонного сигнала.

В нашем случае наиболее оптимальным значением уровня сигнала будет параметр RSSI, так как он наиболее прост в измерении характеристик сигнала и быстр в реакции устройства на перемещение БПЛА.

3. КОНСТРУКЦИЯ АНТЕННОГО ТРЕКЕРА БПЛА И ПРИМЕР ЕГО РАБОТЫ

Антенный трекер выполняется на основе двух логопериодических антенн, которые используются для измерения уровня RSSI, после чего выполняется поворот центральной направленной антенны на объект, в нашем случае антенны Уда-Яги. Вид антенного трекера приводится на рисунке 1.



Рис. 1. Вид антенного трекера.

Особенностью антенного трекера является применение аддитивных технологий при изготовлении компонентов, однако в процессе тестовых испытаний было отмечено, что для улучшения характеристик необходимо увеличить разнесение антенн, что позволит уменьшить шумовое влияние, а также многолучевое распространение, поэтому приведённый на рисунке 1 макет был усовершенствован до второй версии – рисунок 2.

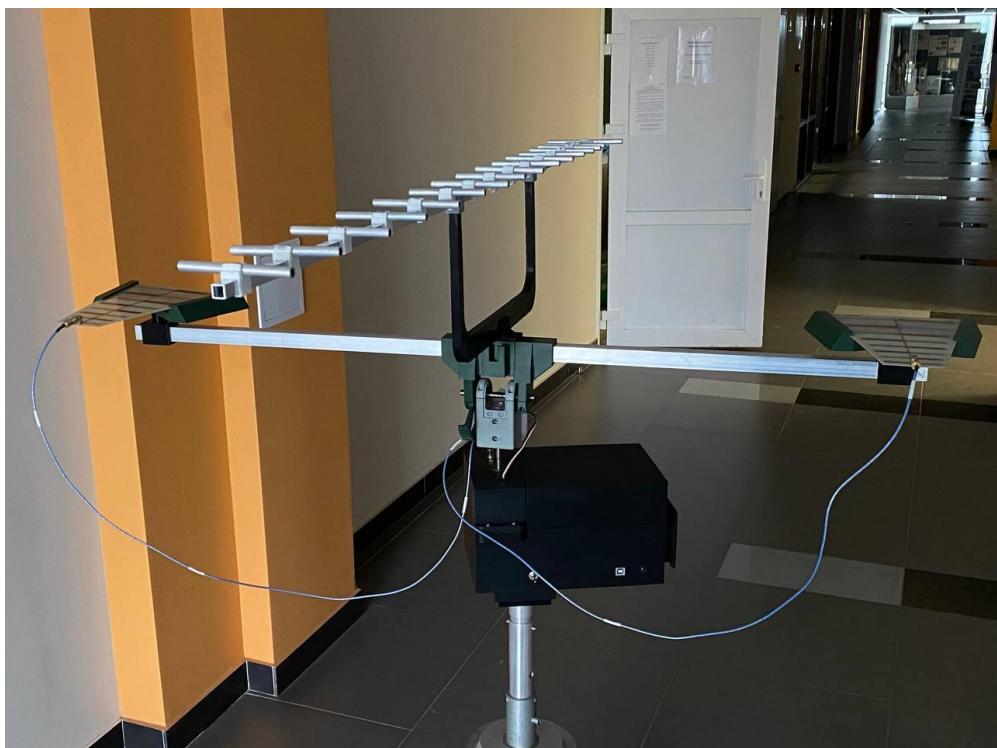


Рис. 2. Вид антенного трекера после модификаций.

В улучшенной версии для крепления использовался штатив-тренога, логопериодические антенны крепились на металлической штанге, которая позволяла управлять базой антенного трекера, что обеспечивает более точную работы устройства. На рисунке 3 приводится вид процесса испытания.

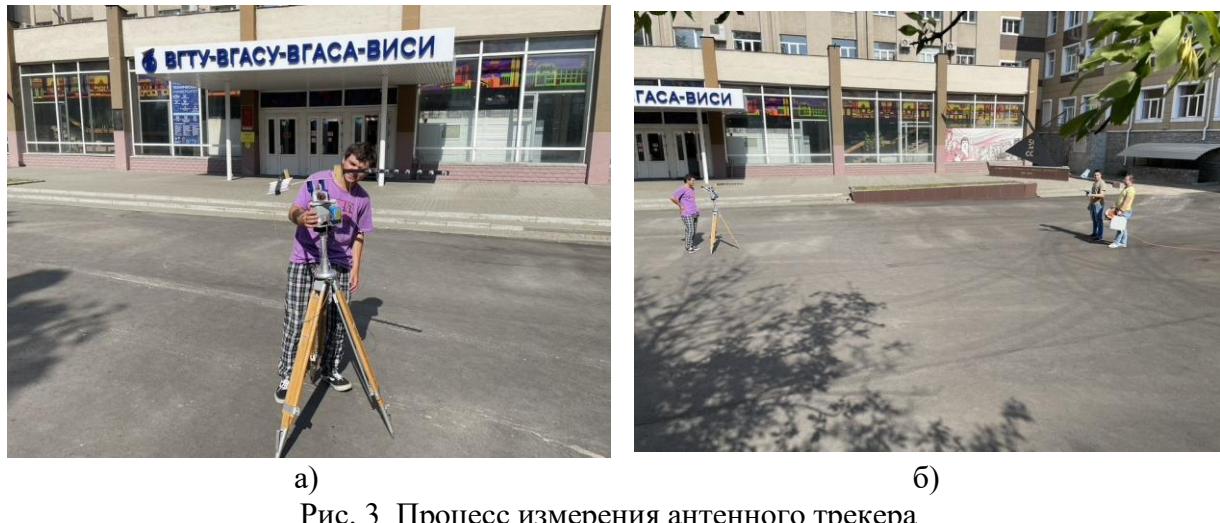


Рис. 3. Процесс измерения антенного трекера.

В результате измерений было получено, что антенный трекер успешно удерживает источник радиоизлучения с уровнем сигнала до -60 дБм на расстоянии в 30 метров, что позволяет сделать вывод об эффективности предложенной конструкции при отслеживании высокомобильных комплексов. Особенностью выбранной конструкции также является то, что боковые антенны имеют широкий диапазон рабочих частот, а центральная может быть легко изменена и подстроена под диапазон рабочих частот. Рассмотрим характеристики антенн, которые используются в комплексе антенного трекера.

4. ХАРАКТЕРИСТИКИ АНТЕНН В СИСТЕМЕ УДЕРЖАНИЯ БПЛА В НАПРАВЛЕННОМ ЛУЧЕ

Для реализации комплекса антенного трекера были выбраны два типа антенн – печатные логопериодические для измерения RSSI с диапазоном частот от 900 до 1400 МГц и антенна Уда-Яги. Печатная логопериодическая антenna проста в изготовлении, а также позволяет обеспечить стабильный уровень КНД в широком диапазоне частот – рисунок 4.

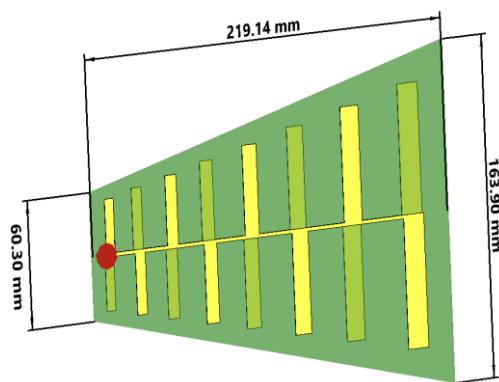


Рис. 4. Печатная логопериодическая антenna.

На основании разработанной модели выполнялись измерения основных характеристик – рисунок 5.

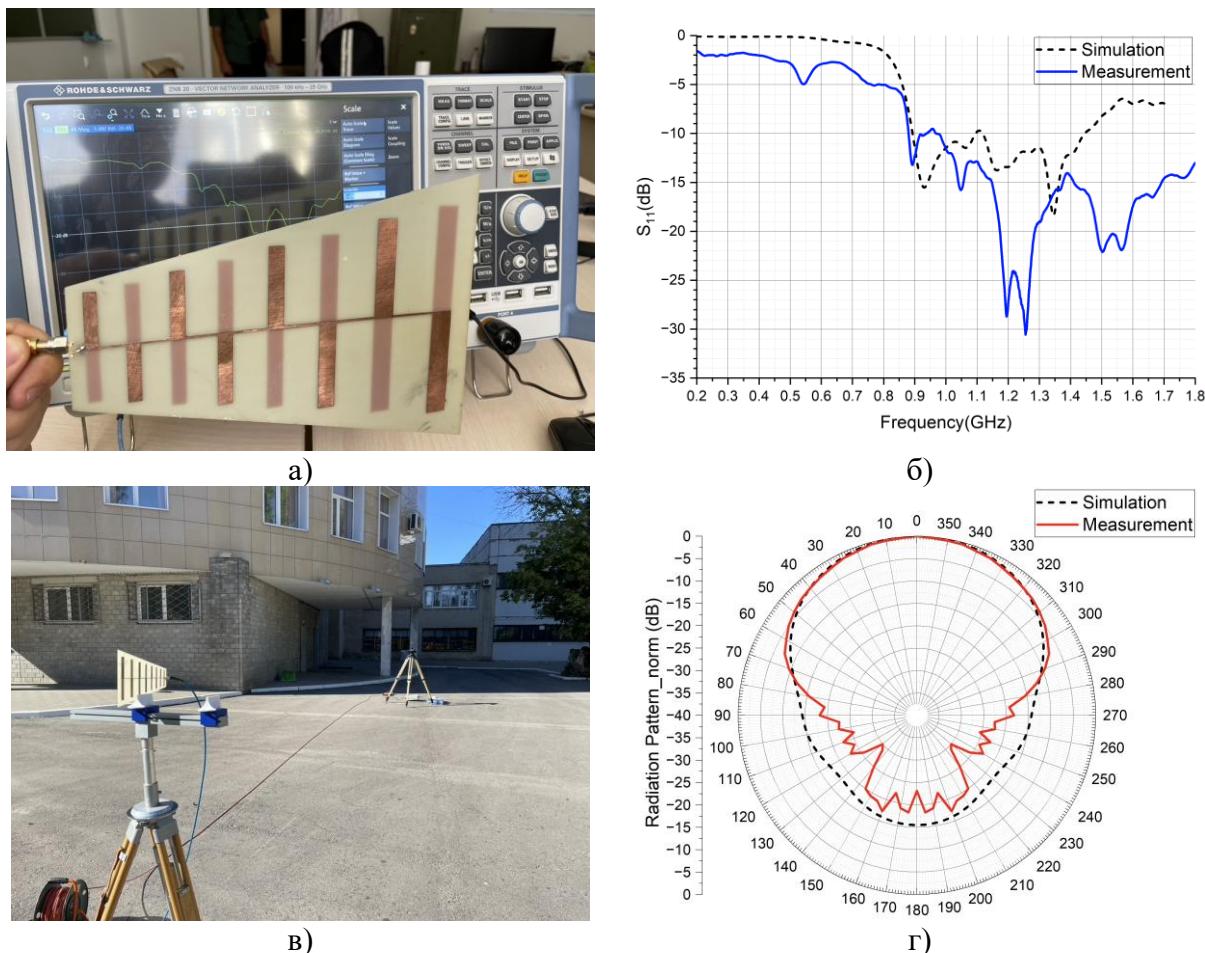
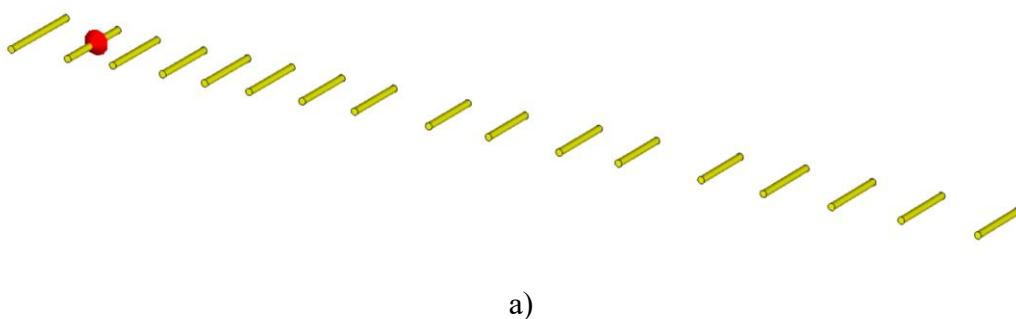


Рис. 5. Характеристики печатной логопериодической антенны: а) Вид макета; б) Измерение возвратных потерь; в) Измерение диаграммы направленности; г) Измеренная диаграмма направленности.

Полученные результаты показывают, что изготовленная антenna обеспечивает широкий диапазон рабочих частот, а также обеспечивает направленное излучение. Аналогичное исследование было выполнено для антенны Уда-Яги – рисунок 6.



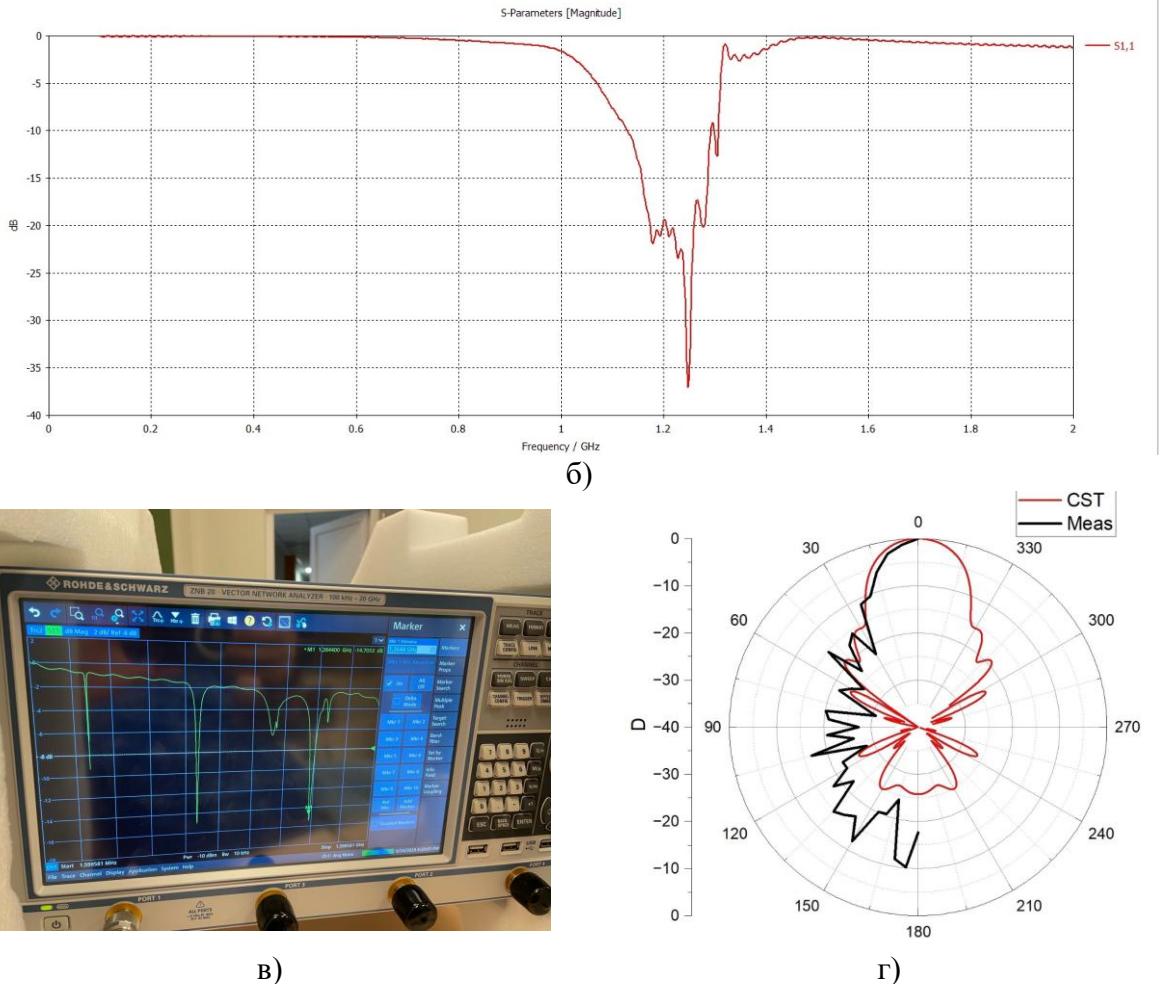


Рис. 6. Характеристики антенны Уда-Яги: а) Модель антенны; б), в) Возвратные потери; г) Диаграмма направленности антенны.

Полученные результаты показывают высокую эффективность антенны, а также ее направленные свойства, однако стоит отметить, что диапазон рабочих частот антенны значительно уже логопериодической, поэтому при использовании антенного трекера следует иметь ряд центральных антенн для соответствующих диапазонов частот.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные результаты показывают, что реализация антенного трекера базируется на решении ряда проблем:

- 1) Выбор антенн для реализации канала приема/передачи данных, а также измерения характеристик сигналов;
- 2) Выбор измеряемого параметра сигнала;
- 3) Обеспечение необходимого расстояния между антеннами, для минимизации шумового влияния и многолучевого распространения.

Таким образом, антенный трекер является эффективным устройством для увеличения дальности связи с БАС при реализации современных систем передачи данных.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

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

ЛИТЕРАТУРА

1. Zhen C., Kooistra L., Wang W., Guo L., Valente J. Real-Time Object Detection Based on UAV Remote Sensing: A Systematic Literature Review. // Drones, 2023, Vol. 7, No. 10. Id 620.
2. Shen P., Wang F., Luo W., Zhao Y., Li L., Zhang G., Zhu Y. Based on improved joint detection and tracking of UAV for multi-target detection of livestock. // Heliyon, 2024, Vol. 10, Iss. 19.
3. Farhodov X., Kwon O. -H., Kang K. W., Lee S. -H., Kwon K. -R. Faster RCNN Detection Based OpenCV CSRT Tracker Using Drone Data. // 2019 International Conference on Information Science and Communications Technologies (ICISCT), 2019, pp. 1-3.
4. Hamdi A., Salim F., Kim D. Y. DroTrack: High-speed Drone-based Object Tracking Under Uncertainty. // 2020 IEEE International Conference on Fuzzy Systems (FUZZ-IEEE), 2020, pp. 1-8.
5. Kaputa D. S., Landy B. P. YOLBO: You Only Look Back Once—A Low Latency Object Tracker Based on YOLO and Optical Flow. // IEEE Access, 2021, vol. 9, pp. 82497-82507.
6. Kuantama E., Zhang Y., Rahman F., Han R., Dawes J., Mildren R., Abir T. A., Nguyen P. Laser-based drone vision disruption with a real-time tracking system for privacy preservation. // Expert Systems with Applications, 2024, Vol. 255, Part B.

REFERENCES

1. Zhen C., Kooistra L., Wang W., Guo L., Valente J. Real-Time Object Detection Based on UAV Remote Sensing: A Systematic Literature Review. // Drones, 2023, Vol. 7, No. 10. Id 620.
2. Shen P., Wang F., Luo W., Zhao Y., Li L., Zhang G., Zhu Y. Based on improved joint detection and tracking of UAV for multi-target detection of livestock. // Heliyon, 2024, Vol. 10, Iss. 19.
3. Farhodov X., Kwon O. -H., Kang K. W., Lee S. -H., Kwon K. -R. Faster RCNN Detection Based OpenCV CSRT Tracker Using Drone Data. // 2019 International Conference on Information Science and Communications Technologies (ICISCT), 2019, pp. 1-3.
4. Hamdi A., Salim F., Kim D. Y. DroTrack: High-speed Drone-based Object Tracking Under Uncertainty. // 2020 IEEE International Conference on Fuzzy Systems (FUZZ-IEEE), 2020, pp. 1-8.
5. Kaputa D. S., Landy B. P. YOLBO: You Only Look Back Once—A Low Latency Object Tracker Based on YOLO and Optical Flow. // IEEE Access, 2021, vol. 9, pp. 82497-82507.
6. Kuantama E., Zhang Y., Rahman F., Han R., Dawes J., Mildren R., Abir T. A., Nguyen P. Laser-based drone vision disruption with a real-time tracking system for privacy preservation. // Expert Systems with Applications, 2024, Vol. 255, Part B Ivanov, A. B., Peter, B. V., Estimation of signals parameters against the background noise. M.: Radio, 1986. – 264 p.

АНТЕННАЯ СИСТЕМА НАЗЕМНОГО РАДИОЛОКАТОРА НА ОСНОВЕ ОДНОПРОВОДНЫХ ЛИНИЙ

Е. Д. Егорова, Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, Д. К. Прокурин, С. М. Федоров

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

Аннотация. В статье рассматривается конструкция антенны для радиолокатора с возможностью обнаружения малых объектов. Антenna формируется на основе четырех однопроводных линий, которые возбуждаются антенными элементами Вивальди. Для формирования направленного излучения применяется отражающая поверхность в виде гофрированной структуры. Полученная антenna формирует направленное излучение с уровнем КНД в 22.2 дБ и узким лепестком в азимутальной плоскости. Полученная антenna работает в S-диапазоне частот, что позволяет обнаруживать малые объекты с высокой точностью.

Ключевые слова: антenna радиолокатора; высоконаправленная антenna; веерная диаграмма направленности; однопроводные линии.

GROUND RADAR ANTENNA SYSTEM BASED ON SINGLE-WIRE LINES

E. D. Egorova, E. A. Ishchenko, Yu. G. Pasternak, D. K. Proskurin, S. M. Fedorov

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

Abstract. The article discusses the design of an antenna for a radar with the ability to detect small objects. The antenna is formed on the basis of four single-wire lines that are excited by Vivaldi antenna elements. A reflecting surface in the form of a corrugated structure is used to form directional radiation. The resulting antenna forms directional radiation with a directivity level of 22.2 dB and a narrow lobe in the azimuthal plane. The resulting antenna operates in the S-frequency range, which allows detecting small objects with high accuracy.

Keywords: radar antenna; highly directional antenna; fan pattern; single-wire lines.

1. ВВЕДЕНИЕ

Решение задач радиолокации актуальная и важная проблема. Наиболее важными и актуальными являются задачи по обнаружению малых и мобильных целей, как беспилотные летательные аппараты [1]. Для обнаружения малых объектов в текущих условиях используется технология антенн с синтезированной апертурой (ISAR), что значительно повышает стоимость комплексов радиолокации [2], при этом возникает потребность в реализации большой базы картин ЭПР, которые ложны в получении и требуют дорогостоящего оборудования [3, 4]. При этом, если учесть, что конструкция таких объектов может быть легко изменена, что не позволит использовать текущие базы данных для антенн с ISAR.

Для улучшения точности обнаружения малых БПЛА также применяются конструкции на основе фазированных антенных решеток (ФАР), однако применение таких решений повышает стоимость и сложность изготовления систем радиолокации [5]. Поэтому особый интерес вызывают антены, которые могут сформировать узконаправленный луч с высокой разрешающей способностью. В данной работе предлагается конструкция антены радиолокатора на основе однопроводной линии и

дифракционной решетки для обнаружения малых объектов на частоте 2400 МГц, которая соответствует одному из наиболее резонансных диапазонов частот [2].

2. МОДЕЛИРОВАНИЕ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО КОМПЛЕКСА

Антенная система радиолокатора была сформирована на основе четырех однопроводных линий, которые возбуждались с использованием антенных элементов Вивальди. Запитывание антеннны выполняется через делитель, который обеспечивает равноамплитудное и синфазное возбуждение. Для формирования направленного излучения в антеннне применяется отражающая поверхность. В роли отражающей поверхности выступает гребенка с постоянным периодом. Антенна предназначена для работы на частоте 2.4 ГГц, что соответствует S-диапазону радиолокации. Вид антенны приводится на рисунке 1.

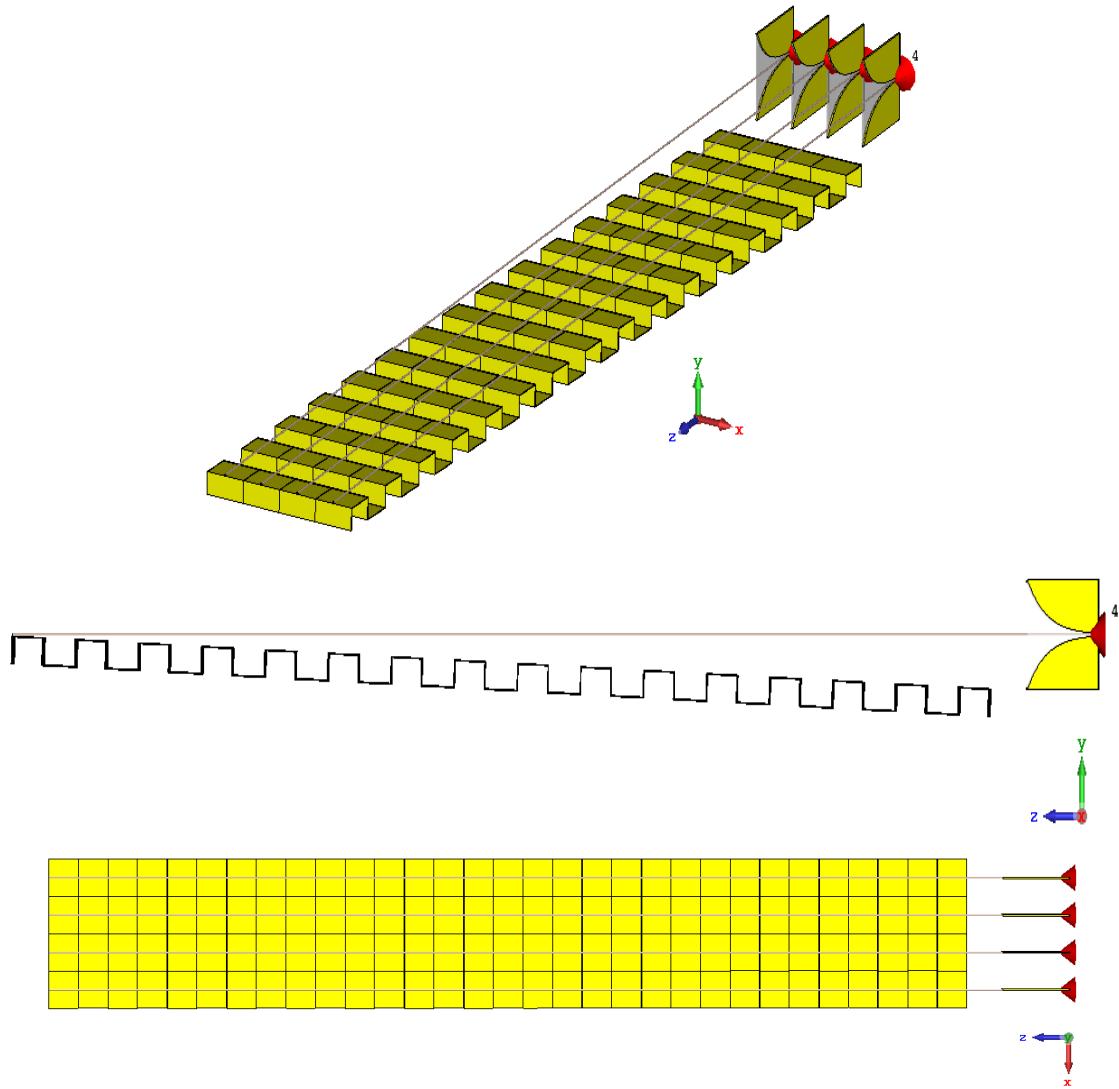


Рис. 1. Антенна для радиолокатора на основании четырех однопроводных линий.

В роли однопроводных линий выступали коаксиальные линии RG-402 без внешнего экрана. Полная длина антенной системы составляет 1926 мм, ширина 280 мм, высота 156.5 мм. Длина гребенки составляет 1735 мм, период гребенки 112 мм, ширина пазов 57 мм, глубина пазов гребенки 31 мм. На рисунке 2 приводится вид основных характеристик антенны, которые были получены в процессе моделирования.

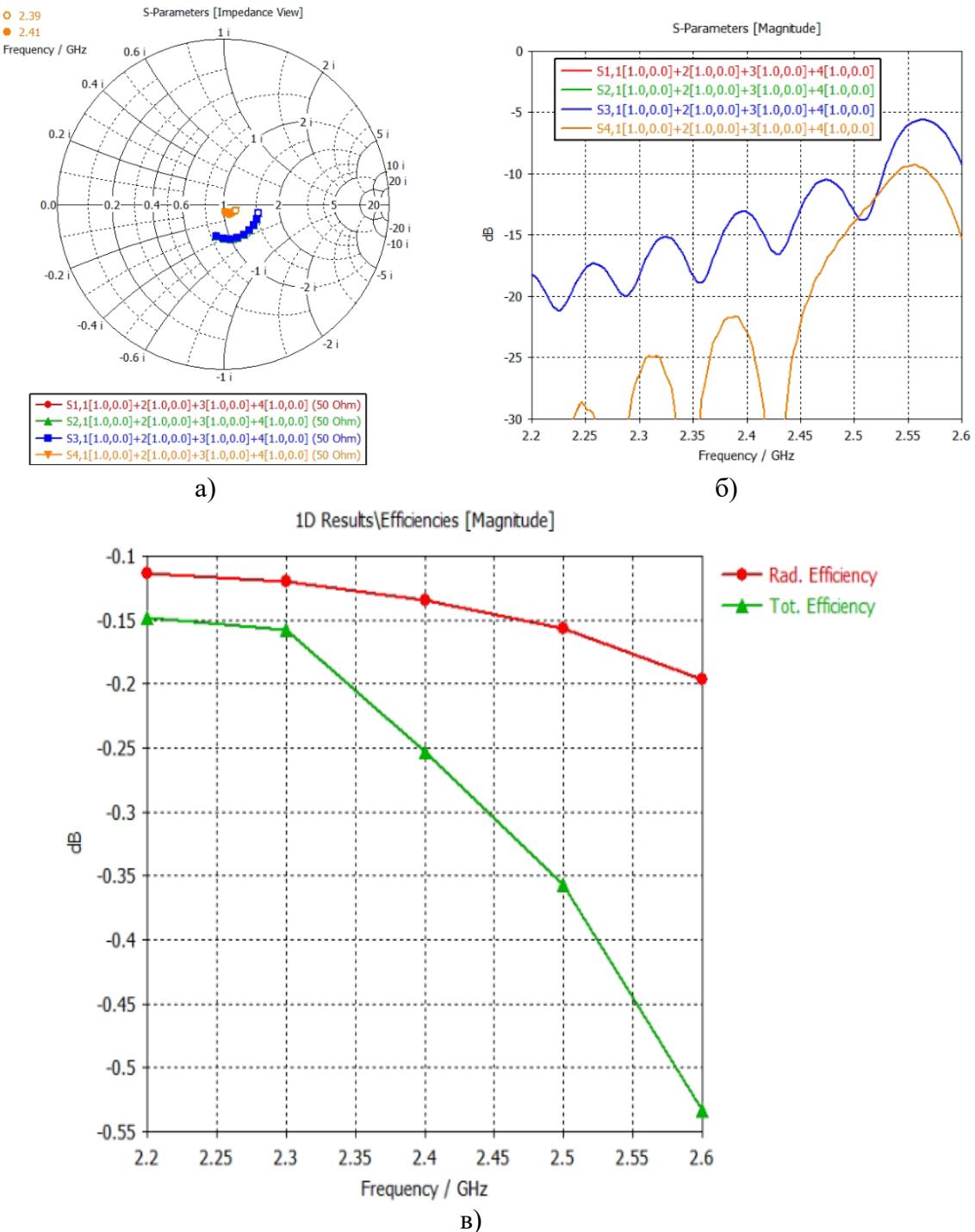


Рис. 2. Основные характеристики согласования антенны: а) Номограмма Смита; б) График возвратных потерь антенной системы; в) График коэффициента полезного действия.

Полученные результаты показывают, что антенна обеспечивает стабильную и эффективную работу в диапазоне от 2.2 до 2.6 ГГц, что соответствует целевой частоте антенного комплекса для радиолокатора. Для разработанной антенны важно было достичь веерной диаграммы направленности. На рисунке 3 приводится вид диаграммы направленности антенны на частоте 2.4 ГГц.

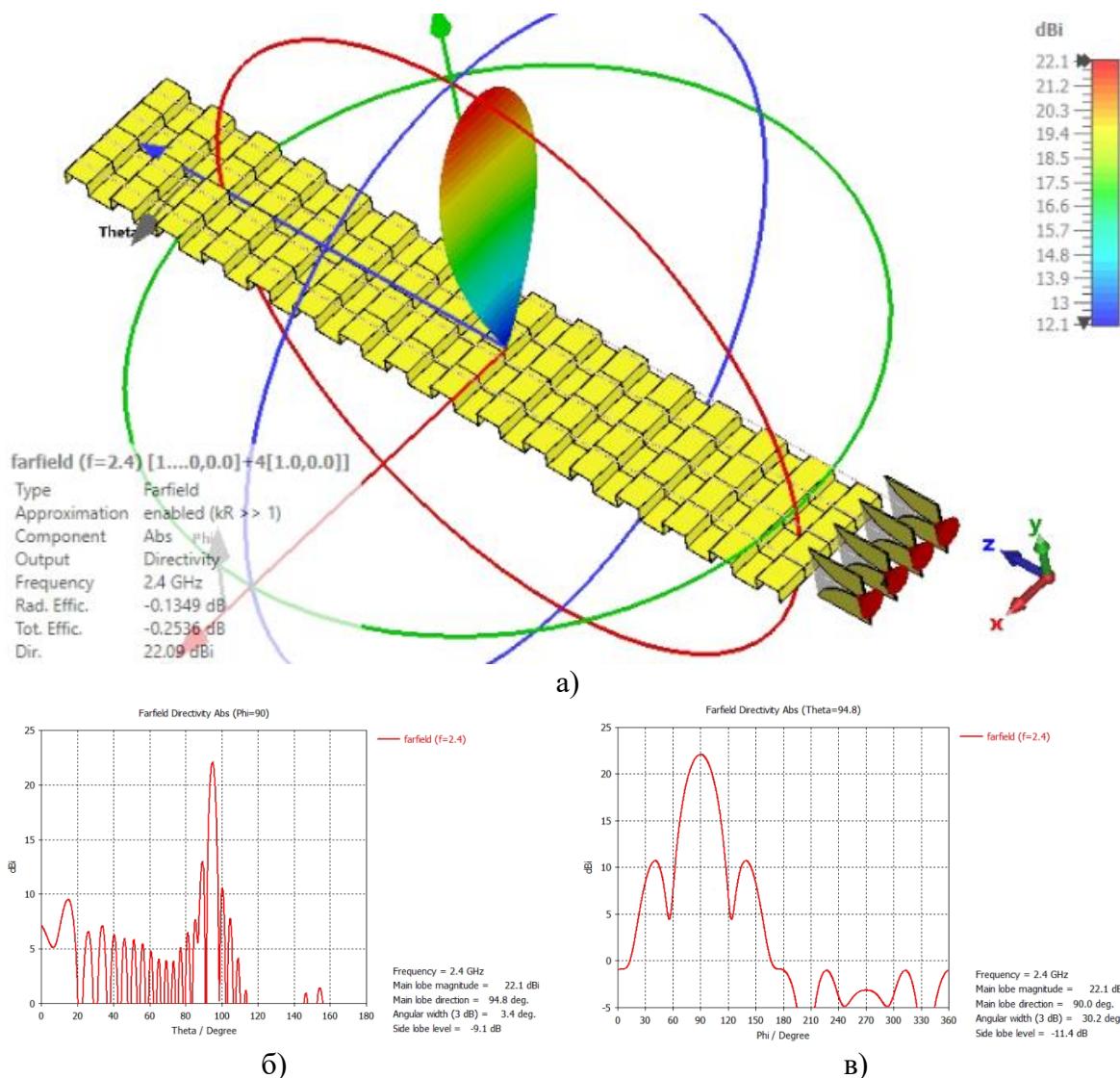


Рис. 3. Основные характеристики согласования антенны: а) Номограмма Смита; б) График возвратных потерь антенной системы; в) График коэффициента полезного действия.

Как видно по диаграмме направленности, антенна формирует веерный луч с шириной лепестка в 30.2 градуса в широкой плоскости и в 3.4 градуса в узкой. Пик коэффициента усиления антенны составил 22.1 дБ, что позволяет обнаруживать малые объекты на большом расстоянии, при этом узкий луч оптимально использовать по азимутальной плоскости, чтобы определять угол прихода объекта на цель.

Полученные результаты показывают, что антенна формирует диаграмму направленности шириной 3.4 градусов в одной плоскости и 30.2 градуса в другой. Таким образом, удалось сформировать антенну радиолокатора с веерной диаграммой направленности, что позволяет обнаруживать малые высокомобильные цели с высокой точностью. Антенна обладает уровнем КНД в 22.1, что позволяет обеспечить высокую дальность обнаружения на частоте 2.4 ГГц, при этом предложенная конструкция антенны может быть закреплена между двумя высокомобильными авиационными комплексами, которые могут вращать антенну, чем выполняется сканирование пространства.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе была рассмотрена антенна радиолокатора для обнаружения малых высокомобильных объектов. Полученная антенна обладает уровнем КНД в 22.2 дБ, а

также формирует веерный луч, который позволит обнаружить объект с высокой точностью в азимутальной плоскости. Для сканирования пространства антенну предлагается вращать на поворотном устройстве, чем реализуется пространственное сканирование. Выбранная частота антенны в 2400 МГц позволяет обнаруживать цели с высокой точностью.

4. БЛАГОДАРНОСТИ

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

ЛИТЕРАТУРА

1. Liu X., Hu W., Zheng H. Fuzzy linear programming based radar subset selection for target localization in UAV system. // 2016 CIE International Conference on Radar (RADAR), 2016, - pp. 1-5.
2. Yang Y., Wang X. -S., Li Y. -Z., Shi L. -F. RCS Measurements and ISAR Images of Fixed-wing UAV for Fully Polarimetric Radar. // 2019 International Radar Conference (RADAR), 2019, - pp. 1-5.
3. Li H.-J., Kiang Y.-W. Radar and inverse scattering. // in The Electrical Engineering Handbook. Burlington, MA: Elsevier, 2005, - pp. 680–682.
4. Radar Cross Section. // Chapman & Hall/CRC. 2000.
5. Seguin S. A., Cordill B. D., Cohen L. Radar system impacts due to spectrum at-tributes of frequency-steerable phased array antennas. // 2013 IEEE Radar Conference (Radar-Con13), 2013, - pp. 1-5.

REFERENCES

1. Liu X., Hu W., Zheng H. Fuzzy linear programming based radar subset selection for target localization in UAV system. // 2016 CIE International Conference on Radar (RADAR), 2016, - pp. 1-5.
2. Yang Y., Wang X. -S., Li Y. -Z., Shi L. -F. RCS Measurements and ISAR Images of Fixed-wing UAV for Fully Polarimetric Radar. // 2019 International Radar Conference (RADAR), 2019, - pp. 1-5.
3. Li H.-J., Kiang Y.-W. Radar and inverse scattering. // in The Electrical Engineering Handbook. Burlington, MA: Elsevier, 2005, - pp. 680–682.
4. Radar Cross Section. // Chapman & Hall/CRC. 2000.
5. Seguin S. A., Cordill B. D., Cohen L. Radar system impacts due to spectrum at-tributes of frequency-steerable phased array antennas. // 2013 IEEE Radar Conference (Radar-Con13), 2013, - pp. 1-5.

ИССЛЕДОВАНИЕ ИЗМЕНЕНИЙ КРИТИЧЕСКОЙ ЧАСТОТЫ СЛОЯ F2 ИОНОСФЕРЫ В ПЕРИОД ГЕОМАГНИТНЫХ БУРЬ 24-ГО ЦИКЛА СОЛНЕЧНОЙ АКТИВНОСТИ

К. А. Сидоренко, А. А. Васенина

Институт радиофизики и физической электроники ОНЦ СО РАН
(ИРФЭ ОНЦ СО РАН), Омск, Россия

Аннотация. В работе представлены результаты, полученные при изучении поведения критической частоты слоя F2 (f_0F2) ионосферы в период геомагнитных бурь различной интенсивности. Исследования проводились на основе: измерений f_0F2 вертикального зондирования из базы данных DIDBase и Dst-индекса, вычисляемого Мировым центром данных по геомагнетизму. Выявлены и рассмотрены основные закономерности изменений значения f_0F2 для различных географических широт и времени года.

Ключевые слова: критическая частота слоя F2 ионосферы; геомагнитная активность; Dst-индекс.

STUDY OF VARIATIONS IN THE CRITICAL FREQUENCY OF THE IONOSPHERIC F2 LAYER DURING GEOMAGNETIC STORMS OF THE 24TH SOLAR ACTIVITY CYCLE

K. A. Sidorenko, A. A. Vasenina

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

Abstract. This study presents the results obtained from investigating the behavior of the ionospheric F2 layer's critical frequency (f_0F2) during geomagnetic storms of varying intensities. The research was based on vertical-sounding measurements of f_0F2 from the DIDBase database, as well as on the Dst index calculated by the World Data Center for Geomagnetism. The main patterns of variation in f_0F2 across different geographic latitudes and seasons were identified and discussed.

Keywords: critical frequency of the ionospheric F2 layer; geomagnetic activity; Dst-index.

1. ВВЕДЕНИЕ

Геомагнитные бури, возникающие в результате сложного взаимодействия солнечного ветра с магнитным полем Земли, представляют собой одно из наиболее динамичных и энергоемких явлений, происходящих в нашей планетарной системе. При прохождении потока заряженных частиц солнечного ветра через магнитосферу, наблюдаются значительные возмущения в электронной структуре ионосферы, в частности в слое F2, что приводит к изменению его критической частоты (f_0F2). Эти изменения в электронной концентрации могут существенно перестраивать условия прохождения радиоволн через данный ионосферный слой, вызывая как расширение диапазона допустимых рабочих частот для коротковолновых радиолиний, так и, что наиболее опасно, их критическое сужение, что отрицательно сказывается на надежности радиосвязи [1-3].

С целью оценки влияния геомагнитных бурь на радиосвязь, данная работа посвящена детальному исследованию поведения критической частоты слоя F2 в течение 24-го цикла солнечной активности, охватывающего период с 2009 по 2019 год. Полученные результаты представляют интерес для дальнейших исследований в области радиосвязи и диагностики ионосферных явлений, позволяя разработать методы смягчения негативных последствий геомагнитных бурь и оптимизировать эксплуатацию систем, зависящих от стабильности отражения радиоволн от ионосферного слоя F2.

2. БАЗЫ ДАННЫХ ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ

В качестве количественной меры интенсивности геомагнитной бури выбран *Dst*-индекс, характеризующий изменение магнитного поля Земли из-за колышевых токов, возникающих в магнитосфере во время магнитных бурь (Disturbance storm-time). Источником информации о значениях *Dst*-индекса послужили публикации Мирового центра данных по геомагнетизму в Киото (World Data Center for Geomagnetism, Kyoto).

В соответствии с принятой международной классификацией слабые бури характеризуются значениями *Dst* больше -50 нТл, умеренные – от -50 до -100 нТл, сильные – от -100 до -200 нТл и экстремальные – меньше -200 нТл. На рисунке 1 представлен график распределения геомагнитных бурь в период 24-го цикла солнечной активности (с января 2009 по декабрь 2019).

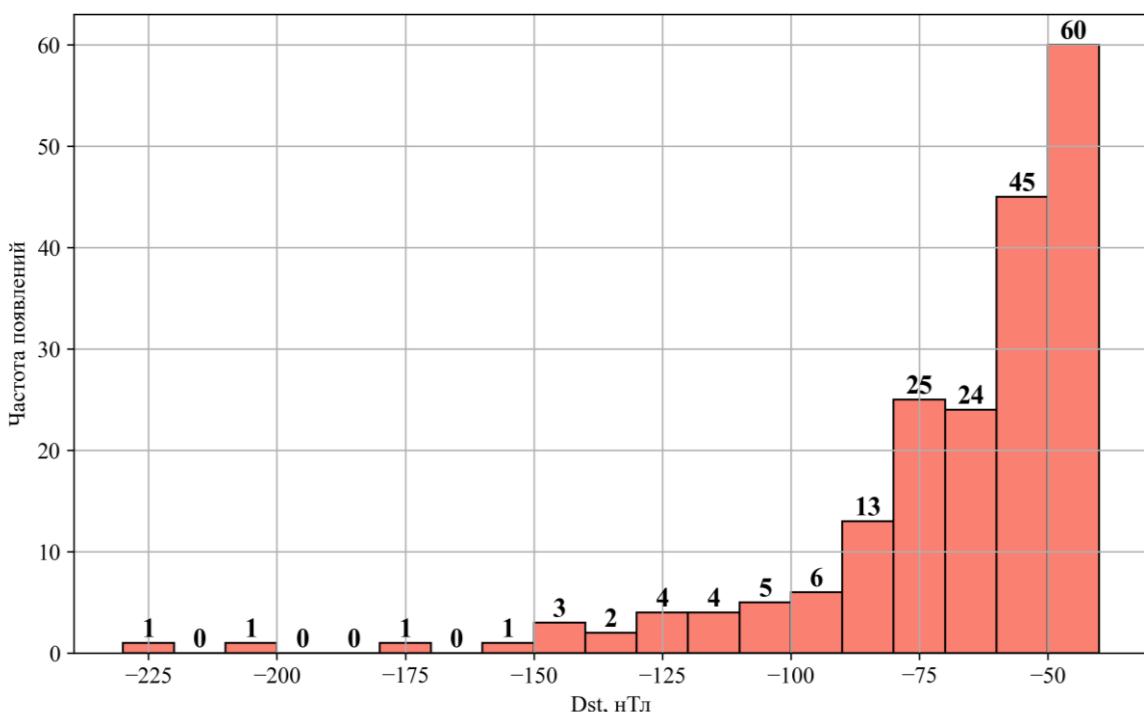


Рис. 1. Распределение геомагнитных бурь

С учетом принятой классификации и на основе обработанных данных в период с 2009 по 2019 год было выявлено 211 геомагнитных бурь: 71 слабая, 118 умеренных, 20 сильных и 2 экстремальных.

Для получения данных измерений критической частоты слоя *F2* в периоды геомагнитных бурь и в спокойные дни использовалась база данных цифровых ионограмм DIDBase (Digital Ionogram Database). При статистическом анализе применялись данные только тех ионозондов, которые стабильно работали на протяжении всей рассматриваемой геомагнитной бури.

3. АНАЛИЗ ПРОВЕДЕНИИХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Для оценки реакции критической частоты слоя $F2$ ионосферы на геомагнитные бури вычислялось относительное изменение суточного пика f_0F2 :

$$\Delta f_0F2 = (f_0F2_{storm} - f_0F2_{baseline})/f_0F2_{baseline} \quad (1)$$

где f_0F2_{storm} – максимальное суточное значение f_0F2 в период геомагнитной бури, $f_0F2_{baseline}$ – средняя величина максимальных суточных значений f_0F2 в спокойный период длительностью 3 дня до и 3 дня после геомагнитной бури.

В рамках проводимых исследований получены результаты представленные на рисунках 2-3.

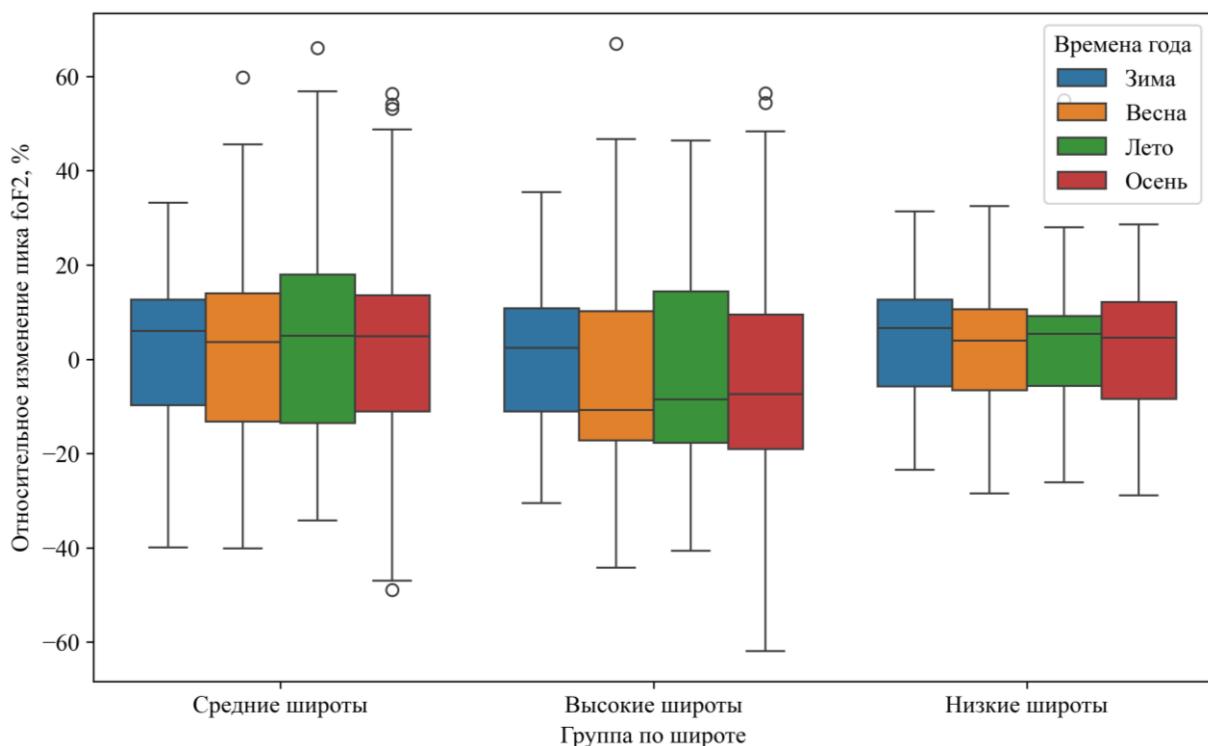


Рис. 2. Зависимость изменения f_0F2 от времени года в период геомагнитных бурь для разных широт

Из графика на рисунке 2 наблюдается тенденция к снижению f_0F2 в весенний, летний и осенний периоды (от -2.15% до -4.73%), тогда как зимой влияние штормовых возмущений практически нейтральное (почти нулевое изменение). Для средних широт наблюдаются положительные изменения в критической частоте, причём наибольший эффект проявляется летом ($+3.78\%$), тогда как в остальные сезоны эффект менее выражен (около $+1.3\text{--}+1.5\%$). В экваториальной зоне эффект положительный и наиболее заметен в зимний период (около $+4.87\%$), в то время как весной, летом и осенью эффект находится на уровне $+2\%$ примерно. Значительная стандартная ошибка (от $\sim 11.5\%$ до $\sim 20.5\%$) указывает на вариативность отдельных штормовых событий. Это свидетельствует о том, что индивидуальные события могут значительно отличаться по интенсивности и продолжительности воздействия на f_0F2 , что требует дополнительного анализа по интенсивности штормов.

На следующем графике (рисунок 3) рассмотрим зависимость изменения критической частоты слоя $F2$ от интенсивности геомагнитной бури.

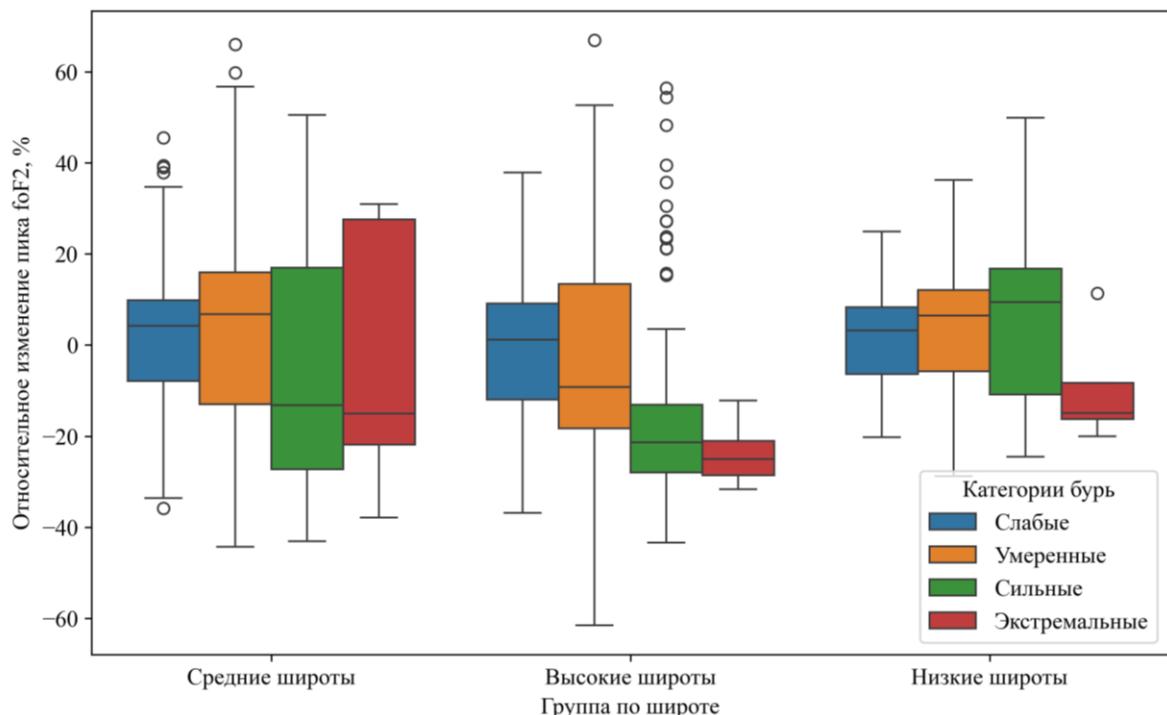


Рис. 3. Зависимость изменения f_0F2 от интенсивности геомагнитных бурь для разных широт

На высоких широтах при слабых и умеренных геомагнитных бурях наблюдается умеренное снижение f_0F2 (-0.62% и -2.97% соответственно). При сильных бурях эффект усиливается до -15.80% , а экстремальные возмущения приводят к ещё более значительному падению (-24.36%). Физически это может объясняться тем, что на высоких широтах геомагнитное возмущение сопровождается усиленным осаждением заряженных частиц, охлаждением термосферы и увеличением рекомбинационных процессов, что приводит к снижению концентрации электронов в слое $F2$.

На средних широтах при слабых и умеренных геомагнитных бурях наблюдается положительный эффект ($+1.59\%$ и $+2.94\%$), что связано с процессами усиленного подъёма плазмы в результате действия возмущающих электрических полей, приводящих к уменьшению скорости рекомбинации на большей высоте. Однако при сильных бурях эффект переходит в отрицательный (-4.80%), что может быть связано с преобладанием процессов потери электронов, а экстремальные бури также связываются с небольшим снижением (-1.85%), хотя статистическая надёжность этих данных ограничена небольшой выборкой.

В экваториальной зоне слабые до сильных геомагнитные бури приводят к положительному эффекту: от $+0.95\%$ для слабых до $+5.78\%$ для сильных бурь. Положительный эффект, вероятно, обусловлен усилением экваториального фонтанного эффекта и возмущающими электрическими полями, способствующими подъёму $F2$ -слоя на высоту с меньшей скоростью рекомбинации. Для экстремальных бурь наблюдается инверсия эффекта (-9.67%), что может указывать на нарушение нормальной динамики ионосферы даже в экваториальной области, хотя это наблюдение требует дополнительного подтверждения ввиду малого количества событий (количество событий = 2).

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты экспериментов показали, что геомагнитные бури оказывают различное влияние на слой $F2$ в зависимости от географического положения, сезона и интенсивности бури:

1. На высоких широтах наблюдается снижение критической частоты, особенно в весну (-4.52%), лето (-2.15%) и осень (-4.73%). В разрезе категорий штормов существенное снижение критической частоты заметно при сильных и экстремальных бурях (-15.80% до -24.36%), что обусловлено интенсивными процессами осаждения заряженных частиц и увеличенной рекомбинацией, которые приводят к снижению концентрации электронов.
2. Средние широты демонстрируют положительный эффект (до $+2.94\%$) для слабых и умеренных бурь, а также для всех сезонов (от $+1.29\%$ до $+3.78\%$), но при переходе к сильным бурям эффект меняется на отрицательный (-4.80%).
3. В экваториальной зоне также наблюдаются положительные изменения, при этом эффект усиливается зимой ($+4.87\%$). Нормальный фонтан плазмы может доминировать при умеренных бурях (положительная реакция на бури (до $+5.78\%$)), однако экстремальные возмущения могут нарушать стандартную динамику и приводить к снижению f_0F2 (-9.67%).
4. Значительные отклонения (в некоторых случаях более 60%) указывают на вариативность отдельных штормовых событий. Это свидетельствует о том, что индивидуальные события могут значительно отличаться по интенсивности и продолжительности воздействия на f_0F2 .

Таким образом, при прогнозировании влияния ионосферы на коротковолновую связь в период геомагнитных бурь необходимо учитывать интенсивность самой геомагнитной бури, ее fazу, географическую широту трассы и время года. Полученные результаты будут использованы для дальнейших исследований изменчивости ионосферы и возможности повышения точности ее прогнозирования с использованием искусственных нейронных сетей.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена по государственному заданию Омского научного центра СО РАН (номер госрегистрации проекта 125013101211-4).

ЛИТЕРАТУРА

1. Брюнелли Б. Е., Намгаладзе А. А. Физика ионосферы. М.: Наука, 1988. - 528 с.
2. Danilov A.D. Ionospheric F-region response to geomagnetic disturbances. // Advances in Space Research, 2013, Vol. 52, №3. – Pp. 343-366
3. Ратовский К. Г. Эффекты последствий геомагнитных бурь: статистический анализ и теоретическое объяснение / Ратовский К. Г., Клименко М. В., Клименко В. В., Чирик Н. В., Коренькова Н. А., Котова Д.С. // Солнечно-земная физика, 2018, Т. 4, № 4. - С. 32-42

REFERENCES

1. Brunelli, B.E., Namgaladze, A.A. Physics of the ionosphere. M.: Nauka, 1988. - 528 p.
2. Danilov, A.D. Ionospheric F-region response to geomagnetic disturbances. // Advances in Space Research, 2013, Vol. 52, №3. – Pp. 343-366
3. Ratovsky, K. G. After-effects of geomagnetic storms: statistical analysis and theoretical explanation / Ratovsky K. G., Klimentko M. V., Klimentko V. V., Chirik N. V., Korenkova N. A., Kotova D. S. // Solar-Terrestrial Physics, 2018, Vol. 4, No. 4. – Pp. 32-42

ПРИМЕНЕНИЕ НЕОДНОРОДНОГО ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ЗАПОЛНЕНИЯ ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ НАПРАВЛЕННЫХ СВОЙСТВ АНТЕННЫ ВИВАЛЬДИ

К. В. Смусева, Г. К. Усков, А. С. Величкина, А. А. Кононов

ФГБОУ ВО ВГУ, Воронеж, Россия

Аннотация. В статье исследуется подход к улучшению направленных характеристик планарной антенны Вивальди за счет применения неоднородного диэлектрического заполнения. Предложенная линзовая структура, состоящая из дискретных слоев с экспоненциальным профилем, позволяет трансформировать волновой фронт, минимизировать боковое излучение и повысить коэффициент усиления. На основе электродинамического моделирования методом конечных разностей во временной области продемонстрировано, что использование неоднородной диэлектрической линзы увеличивает коэффициент усиления антенны более чем на 5 дБи в главном направлении, одновременно снижая уровень боковых лепестков на 3–10 дБ в диапазоне 1–26 ГГц. При этом сохраняется удовлетворительный уровень согласования (КСВН), а увеличение массогабаритных параметров остается незначительным. Результаты работы подтверждают перспективность применения неоднородных диэлектрических структур для расширения функциональных возможностей сверхширокополосных антенн в радиолокационных системах и технологиях связи.

Ключевые слова: антenna Вивальди; неоднородное диэлектрическое заполнение; диэлектрические линзы; диаграмма направленности; линзовые антенны.

APPLICATION OF INHOMOGENEOUS DIELECTRIC FILLING TO IMPROVE THE DIRECTIONAL PROPERTIES OF THE VIVALDI ANTENNA

К. В. Smuseva, Г. К. Uskov, А. С. Velichkina, А. А. Kononov

Voronezh State University(VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The article explores an approach to improving the directional characteristics of a planar Vivaldi antenna by using an inhomogeneous dielectric filling. The proposed lens structure, consisting of discrete layers with an exponential profile, allows transforming the wavefront, minimizing side radiation and increasing the gain. Based on electrodynamic modeling using the finite-difference time-domain (FDTD) method, it is demonstrated that the use of an inhomogeneous dielectric lens increases the antenna gain by more than 5 dBi in the main direction, while reducing the sidelobe level by 3-10 dB in the 1-26 GHz range. At the same time, a satisfactory matching level (VSWR) is maintained, and the increase in weight and size characteristics remains insignificant. The results of the work confirm the promise of using inhomogeneous dielectric structures to expand the functionality of ultra-wideband antennas in radar systems and communication technologies.

Keywords: Vivaldi antenna; inhomogeneous dielectric filling; dielectric lenses; radiation pattern; lens antennas.

1. ВВЕДЕНИЕ

Антenna Вивальди, обладающая сверхширокополосными характеристиками и высокой направленностью, находит применение в радиолокационных системах, беспроводной связи.[1] Однако при проектировании таких антенн возникают сложности,

связанные с искажением диаграммы направленности (ДН) на верхних частотах рабочего диапазона, неравномерностью коэффициента усиления и ограничениями, вызванными физическими размерами апертуры.

Для улучшения направленных свойств антенн Вивальди зачастую используются диэлектрические линзовыe структуры [2–4]. В частности, работы [3–4] демонстрируют, что линзы из однородного диэлектрика, хоть и улучшают направленные свойства таких антенн, но значительно увеличивают их габариты и массу. В работах [5–7] были предложены неоднородные диэлектрические структуры для улучшения направленных свойств апертурных антенн. Поскольку антенна Вивальди является частным случаем апертурных антенн, для нее также возможно применение предложенных ранее методов.

В данной работе предложен подход к проектированию неоднородных линзовых структур для антенн Вивальди, направленный на расширение рабочего диапазона частот, увеличения коэффициента усиления, и снижения уровня боковых лепестков.

2. ОПИСАНИЕ МОДЕЛИ

Линзы из неоднородного диэлектрика трансформируют волновой фронт за счет изменения коэффициента диэлектрической проницаемости материала в пространстве.

Для построения неоднородной диэлектрической структуры воспользуемся ранее выведенными в работе [5] соотношениями, описывающими зависимость диэлектрической проницаемости от угла в апертуре.

$$\varepsilon(\varphi) = \varepsilon(\alpha) \frac{\rho(\alpha)^2}{\rho(\varphi)^2} \quad (1)$$

$$\rho(\varphi) = \frac{b^2(2\sqrt{b^2 + a^2k^2} \cos(\varphi) - \sqrt{2}a\sqrt{-1 + k^2 + (1 + k^2)\cos(2\varphi)})}{2k(b^2 \cos^2(\varphi) + a^2 \sin^2(\varphi))} \quad (2)$$

$$b = \sqrt{(h^2 + \sqrt{h^2(h^2 + 4a^2k^2)})/2} \quad (3)$$

где h – размер излучающей апертуры, α – угол раскрытия апертуры относительно фазового центра, $k = \tan(\alpha)$, а $\varepsilon(\alpha)$ – диэлектрическая проницаемость структуры на краю апертуры, принимаемая в дальнейшем за 1.

В качестве примера рассмотрим антенну Вивальди, представленную на рисунке 1а со следующими параметрами $H_1 = 210 \text{ мм}$, $H = 165 \text{ мм}$, $L_1 = 285 \text{ мм}$, $L = 220 \text{ мм}$, $R = 29 \text{ мм}$, $d = 6 \text{ мм}$.

Линзовая структура представляет собой набор из $N=21$ дискретных слоев с экспоненциальным профилем, диэлектрическая проницаемость которых задается по формуле (1) в зависимости от номера слоя. Заметим, что угол α в случае антенны Вивальди мы так же будем принимать равным $\alpha = \arctan(H/2L)$, поскольку нам важна длина траектории луча (а, как известно, длина экспоненциальной дуги приблизительно равна длине линии, соединяющей ее концы), что делает данную задачу эквивалентной линейной форме раскрытия. Количество слоев оптимизировано методом последовательных приближений: увеличение N свыше 21 не приводит к значимому улучшению КУ, но повышает сложность изготовления.

Для уменьшения уровня боковых лепестков в горизонтальной плоскости диэлектрическая структура была продлена путем вращения на угол $+\beta/2=9^\circ$, как показано на рисунке 1б. Общий вид электродинамической модели антенны с диэлектрической линзой представлен на рисунке 2.

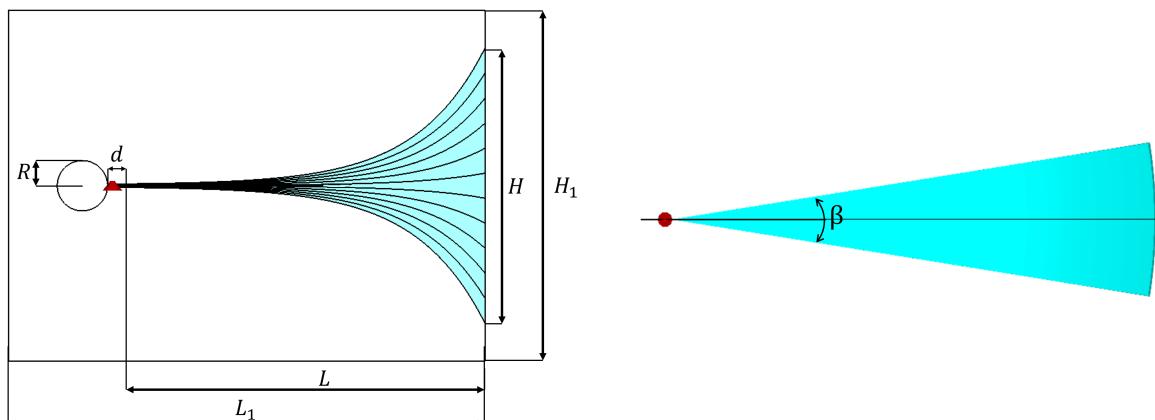


Рис. 1. Геометрические параметры модели.

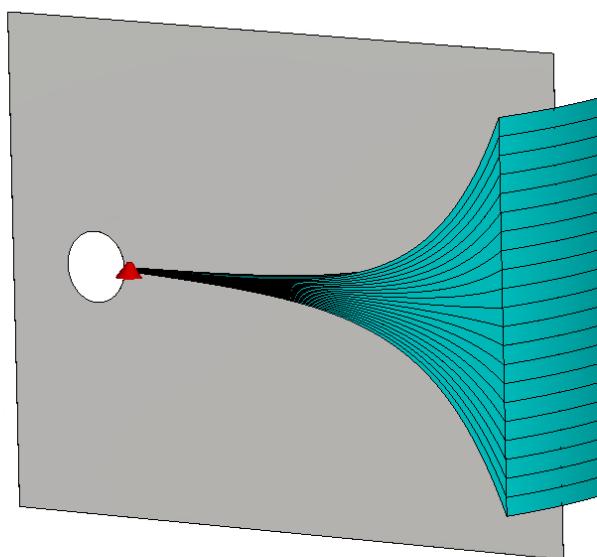


Рис. 2. Электродинамическая модель антенны.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Моделирование производилось методом конечных разностей во временной области (FDTD) в диапазоне от 1 до 26 ГГц. Исследование проводилось при различных значениях параметра a , входящего в формулу (2) и определяющего степень искажения волнового фронта линзой, а также в случае антенны без линзы.

На рис. 3 приведены частотные зависимости коэффициента усиления (КУ) антенны. Результаты показывают, что добавление неоднородной структуры в раскрытии антенны позволило увеличить КУ в основном направлении на величину свыше 5 дБи при оптимальном значении $a=5$. При этом уровень боковых лепестков как в горизонтальной (рис. 4а), так и в вертикальной плоскости (рис. 4б) снизился на 3-10 дБ в большей части рабочего диапазона частот. Коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) антенны с линзой (рис. 5) сохраняется в пределах 2–3 на всей исследуемой полосе частот, что соответствует удовлетворительному согласованию. Незначительное ухудшение КСВН относительно антенны без линзы может быть скомпенсировано системой микрополоскового возбуждения, не рассматриваемой в рамках данной работы.

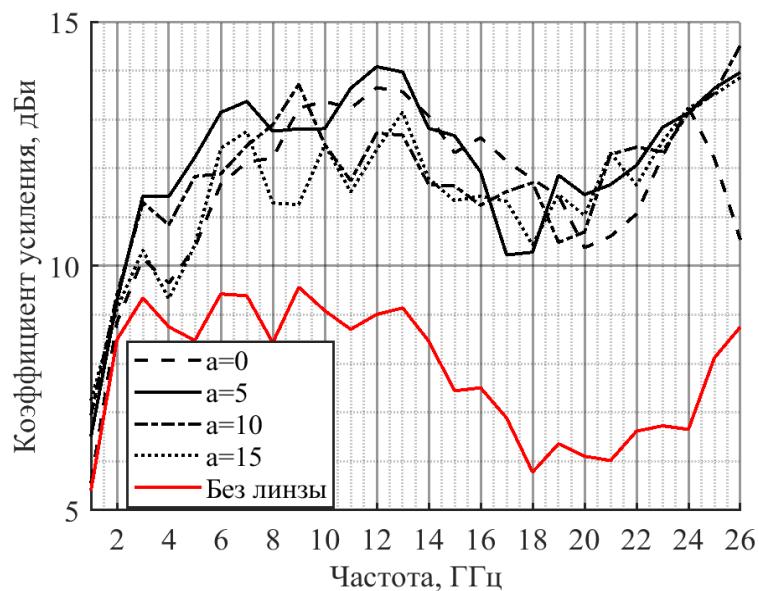


Рис. 3. Частотные зависимости коэффициента усиления.

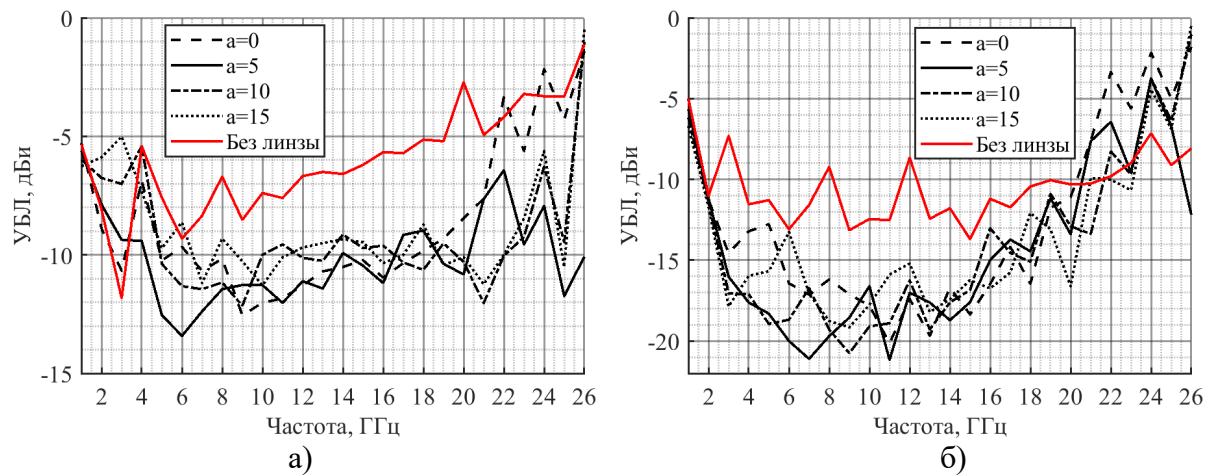


Рис. 4. Уровень боковых лепестков в горизонтальной(а) и вертикальной(б) плоскости.

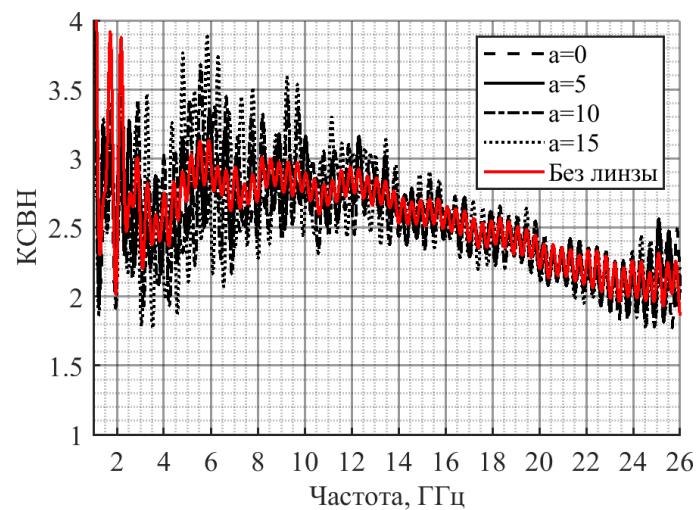


Рис. 5. Частотные зависимости КСВН.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе предложен метод оптимизации направленных свойств антенны Вивальди путем интеграции неоднородной диэлектрической линзы в ее апертуру. Разработанная структура, основанная на дискретных слоях с пространственно-переменной диэлектрической проницаемостью, позволила достичь значительного улучшения характеристик антенны:

- Увеличение коэффициента усиления в главном направлении на 5 дБи за счет эффективной трансформации волнового фронта.
- Снижение уровня боковых лепестков на 3–10 дБ в горизонтальной и вертикальной плоскостях.
- Сохранение рабочих параметров антенны в широком частотном диапазоне (1–26 ГГц) без существенного ухудшения КСВН.

Полученные результаты демонстрируют, что неоднородные диэлектрические структуры являются эффективной альтернативой однородным линзам. Это открывает перспективы для применения таких антенн в радиолокационных системах, системах безопасности и устройствах сверхширокополосной связи.

5. 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, терагерцевого 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. Лазоренко О. В. СШП сигналы и физические процессы / О.В. Лазоренко, Л.Ф. Черногор // Радиофизика и радиоастрономия. – 2008. – №2. – С. 166-194.
2. Зелкин Е.Г, Петрова Р.А. Линзовые антенны. М.: Сов. радио, 1974. 280 с.
3. M. Moosazadeh and S. Kharkovsky, "A Compact High-Gain and Front-to-Back Ratio Elliptically Tapered Antipodal Vivaldi Antenna With Trapezoid-Shaped Dielectric Lens," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 15, pp. 552-555, 2016
4. S. Tangwachirapan, W. Thaiwirot and P. Akkaraekthalin, "Design of Ultra-Wideband Antipodal Vivaldi Antenna with Square Dielectric Lens for Microwave Imaging Applications," 2019 7th International Electrical Engineering Congress (iEECON), Hua Hin, Thailand, 2019, pp. 1-4
5. G. K. Uskov, K. V. Smuseva, E. A. Seregina and A. M. Bobreshov, "Biconical Antenna With Anisotropic Dielectric Lens for the Antenna Pattern Side Lobes Reduction," 2022 IEEE 8th All-Russian Microwave Conference (RMC), Moscow, Russian Federation, 2022, pp. 191-194
6. Методики улучшения направленных свойств апертурных приемных элементов пеленгационной решетки / А. М. Бобрешов, Е. А. Серегина, К. В. Смусева, Г. К. Усков // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2019. Т. 22, № 4-1. С. 44-49. DOI 10.18469/1810-3189.2019.22.4.44-49.
7. An ultrawideband TEM horn with dielectric filling characteristics investigation with the dependence on an aperture angle / A. M. Bobreshov, G. K. Uskov, N. A. Lysenko [et al.] // Microwave and Optical Technology Letters. – 2022. – Vol. 64, No. 6. – P. 1029-1035.

REFERENCES

1. Lazorenko, O. V., "UWB signals and physical processes," in Radiophysics and Radio Astronomy (2008) (No. 2): 166–194.
2. Zelkin, E. G., Petrova, R. A., Lens antennas (Moscow: Sov. Radio, 1974), 280 p.
3. M. Moosazadeh and S. Kharkovsky, "A Compact High-Gain and Front-to-Back Ratio Elliptically Tapered Antipodal Vivaldi Antenna With Trapezoid-Shaped Dielectric Lens," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 15, pp. 552-555, 2016
4. S. Tangwachirapan, W. Thaiwirot and P. Akkaraekthalin, "Design of Ultra-Wideband Antipodal Vivaldi Antenna with Square Dielectric Lens for Microwave Imaging Applications," 2019 7th International Electrical Engineering Congress (iEECON), Hua Hin, Thailand, 2019, pp. 1-4
5. G. K. Uskov, K. V. Smuseva, E. A. Seregina and A. M. Bobreshov, "Biconical Antenna With Anisotropic Dielectric Lens for the Antenna Pattern Side Lobes Reduction," 2022 IEEE 8th All-Russian Microwave Conference (RMC), Moscow, Russian Federation, 2022, pp. 191-194
6. Methods for improving the directional properties of aperture receiving elements of a direction finding array / A. M. Bobreshov, E. A. Seregina, K. V. Smuseva, G. K. Uskov // Physics of Wave Processes and Radio Engineering Systems. 2019. Vol. 22, No. 4-1. P. 44-49. DOI 10.18469/1810-3189.2019.22.4.44-49.
7. An ultrawideband TEM horn with dielectric filling characteristics investigation with the dependence on an aperture angle / A. M. Bobreshov, G. K. Uskov, N. A. Lysenko [et al.] // Microwave and Optical Technology Letters. – 2022. – Vol. 64, No. 6. – P. 1029-1035.

СНИЖЕНИЕ ОТРАЖАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ С ПРИМЕНЕНИЕМ МЕТАПОВЕРХНОСТЕЙ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ОУМ И ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ РАСФОКУСИРОВКИ

М. В. Азаров

Национальный исследовательский университет «МИЭТ», Москва, Россия

Аннотация. В работе представлен и изучен принцип снижения отражающей способности при использовании метаповерхностей для управления амплитудой и фазой отражённой электромагнитной волны. Представлены метаповерхности для формирования отражённой волны с орбитальным угловым моментом (ОУМ) для снижения моностатической отражающей способности при нормальном отражении и их комбинация с дополнительным фазовым распределением, заключающимся в расфокусировке, для уменьшения бистатической отражающей способности. Для моделирования бала создана метаповерхность на полиимидной плёнке, формирующая ОУМ моду +1 в диапазоне частот от 9 ГГц до 10 ГГц. Результаты моделирования подтверждают эффективность представленного метода снижения отражающей способности и позволяют судить о дальнейших направлениях исследований в данной области. Было получено снижение моностатической отражающей способности в среднем на 20 дБ за счёт ОУМ и снижение уровня побочных лепестков бистатической отражающей способности на 10 дБ за счёт применения дополнительного фазового распределения.

Ключевые слова: метаповерхность; орбитальный угловой момент; вихревые волны; ОУМ; отражающая способность; обратное рассеяние; круговая поляризация.

REFLECTIVITY REDUCTION USING METASURFACES GENERATING OAM AND DEFOCUSING

M. V. Azarov

National Research University of Electronic Technology (MIET), Moscow, Russia

Abstract. This paper presents and investigates the principle of reflectivity reduction using metasurfaces to control the amplitude and phase of reflected electromagnetic waves. We propose metasurfaces designed to generate reflected waves with orbital angular momentum (OAM) for suppressing monostatic reflectivity at normal incidence, combined with an additional defocusing phase distribution to reduce bistatic reflectivity. For validation, a metasurface on a polyimide film was developed to generate an OAM mode +1 in the frequency range of 9–10 GHz. Simulation results confirm the effectiveness of the proposed RCS reduction method and provide insights for future research directions. Specifically, the implementation of OAM achieved an average monostatic reflectivity reduction of 20 dB, while the additional phase distribution reduced bistatic reflectivity side-lobe levels by 10 dB. These findings highlight the potential of integrating OAM generation and advanced phase modulation for compact stealth technologies in radar and communication systems.

Keywords: metasurface; orbital angular momentum; vortex waves; OAM; reflectivity; back scattering; circular polarization.

1. ВВЕДЕНИЕ

Современные требования к управлению электромагнитными волнами стимулируют развитие метаматериалов и метаповерхностей — искусственных структур, способных манипулировать амплитудой, фазой и поляризацией на субволновом уровне. Эти технологии открывают новые возможности в областях, где критически важен контроль над рассеянием волн, включая телекоммуникацию, радиолокацию. Одной из ключевых задач в данном контексте является управление отражающей способностью, определяющей характер взаимодействия объектов с электромагнитным полем. Традиционные методы, такие как использование поглощающих материалов или геометрическая модификация поверхностей, часто ограничены высокими потерями энергии, узкополосностью и сложностью адаптации к различным сценариям. В этой связи метаповерхности, обеспечивающие точное фазовое и амплитудное управление, представляют собой перспективную альтернативу, позволяющую гибко настраивать параметры отражения для широкого спектра задач — от повышения эффективности каналов связи до минимизации паразитного рассеяния в сложных электромагнитных средах.

Относительно недавно появился особый интерес применения орбитального углового момента (ОУМ) — характеристики электромагнитных волн, связанной с пространственным распределением их фазового фронта. Метаповерхности, генерирующие ОУМ, способны формировать так называемые вихревые волновые моды [1], перераспределяющие энергию в поперечные направления, что потенциально может снижать интенсивность обратного рассеяния. Небольшое количество работ по данной теме оставляет множество возможностей по раскрытию потенциала использования ОУМ в совокупности с другими фазовыми распределениями для уменьшения отражающей способности [2, 3, 4].

В данной работе показана интеграция дополнительного фазового распределения в ОУМ-метаповерхности, направленная на дальнейшую минимизацию отражения. При этом метаповерхность создаётся на полиимидной основе для обеспечения необходимых эксплуатационных характеристик.

2. МЕТАПОВЕРХНОСТЬ ДЛЯ УМЕНЬШЕНИЯ ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ

a. Метаатом

Полиимидная плёнка была выбрана за счёт своей механической и химической стойкостей, а также простоты изготовления сложных планарных структур из металла на её поверхности, так как существуют фольгированные заготовки таких плёнок.

Первым этапом являлось создание метаатома для формирования волн с ОУМ для выбранной структуры и круговой поляризации волн, в роли которого был выбран прямоугольный петлевой резонатор [5]. Ввиду малой толщины полиимидная плёнка обеспечивает высокую добротность резонансных структур, поэтому сверхширокополосность является отдельной задачей, тем не менее был рассчитан и промоделирован метаатом для формирования ОУМ в полосе от 9 ГГц до 11 ГГц (рисунок 1).

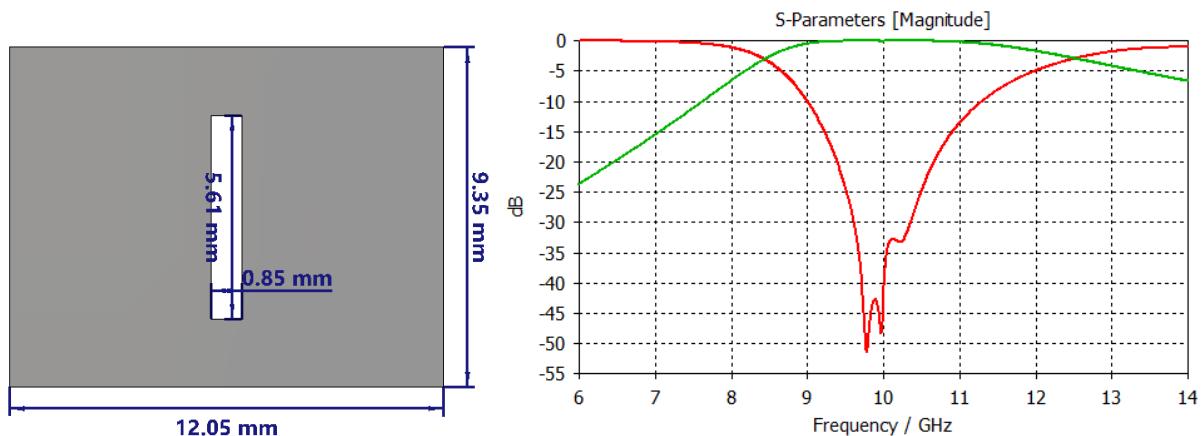


Рис. 1. Метаатом с его геометрическими размерами и его S-параметры (зелёная линия – левая круговая на левую круговую поляризацию, красная – левая круговая на правую круговую поляризацию)

Дальнейшим направлением работы можно выделить задачу выбора и расчёта метаатомов для полиимидной подложки, работающих в более широкой полосе частот и для разных поляризаций.

6. Метаповерхность

Для моделирования была выбрана метаповерхность с матрицей метаатомов 9 на 9 с межэлементным расстоянием 20 мм для формирования ОУМ моды +1. Для получения заданной моды необходимо приведённое на рисунке 2 распределение фазового фронта, полученное согласно формуле 1, и соответствующая ему метаповерхность, где повороты метаатомов имеют половинное значение от требуемой фазы согласно принципу фазы Патчаратнам-Берри.

$$\Phi_{\text{ОУМ}} = l \times \tan^{-1}(y_m/x_m), \quad (1)$$

где l – значение ОУМ моды, y_m и x_m – индексы метаатома в матрице.

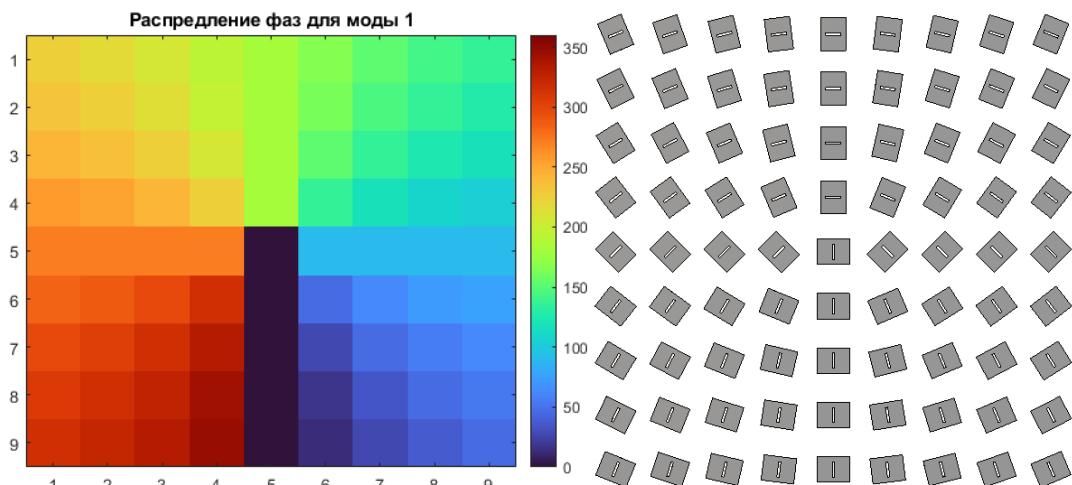


Рис. 2. Распределение фазового фронта и метаповерхность для формирования ОУМ моды +1

Полученная метаповерхность будет генерировать отражённые волны с ОУМ модой +1 при падении на неё волны с плоским фазовым фронтом и круговой поляризацией в диапазоне частот от 9 ГГц до 11 ГГц, то есть в соответствии с характеристиками метаатома.

в. Фазовая расфокусировка

Далее было сформировано дополнительное фазовое распределение согласно формуле 2:

$$\Phi_p = \frac{2\pi}{\lambda_c} (\sqrt{x_m^2 + y_m^2 + F^2} - F), \quad (2)$$

где λ_c – центральная частота, F – фокальное расстояние.

На рисунке 3 приведено распределение фаз, полученное для значений центральной частоты 10 ГГц и фокального расстояния 700, и итоговое распределение фаз, являющееся разницей распределения фаз для формирования ОУМ моды и распределения фаз для расфокусировки.

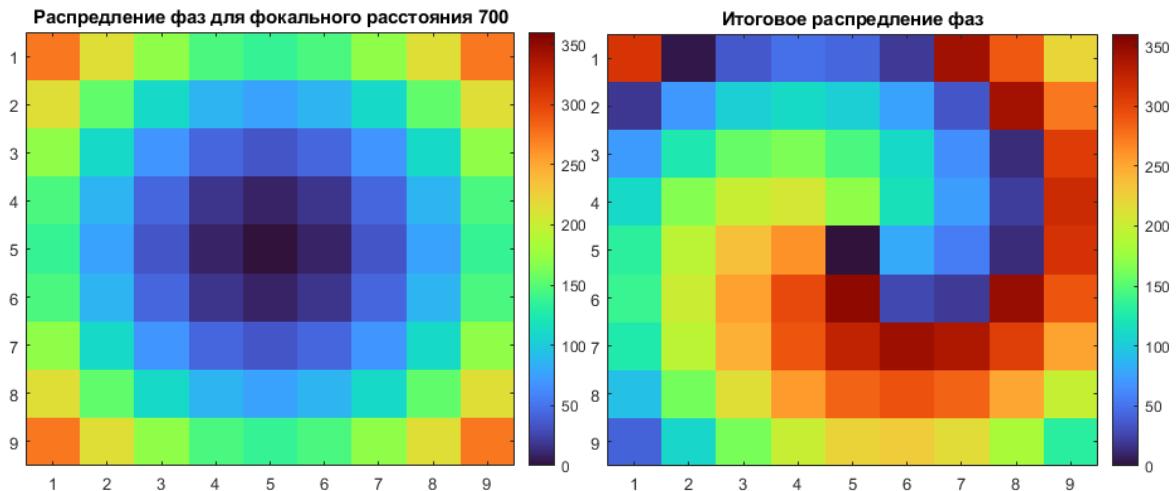


Рис. 3. Распределение фаз для фокального расстояния 700 и полученное итоговое распределение фаз для генерирования расфокусированных ОУМ волн

Различные значения фокального расстояния обеспечивают разные расфокусировки в плане изменения формы и значений бистатической отражающей способности, что предполагается изучить в ходе последующего моделирования.

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ МЕТАПОВЕРХНОСТЕЙ

Для определения снижения отражающей способности посредством использования волн с ОУМ за эталонное значение взята эквивалентная метаповерхность с аналогичными метаатомами, но без их поворота, то есть без какого-либо фазового распределения. Для определения влияния различных расфокусировок было проведено моделирование эквивалентной метаповерхности с тремя вариантами фокального расстояния: 400, 700, 1100. Результаты приведены для центральной частоты 10 ГГц на рисунке 4.

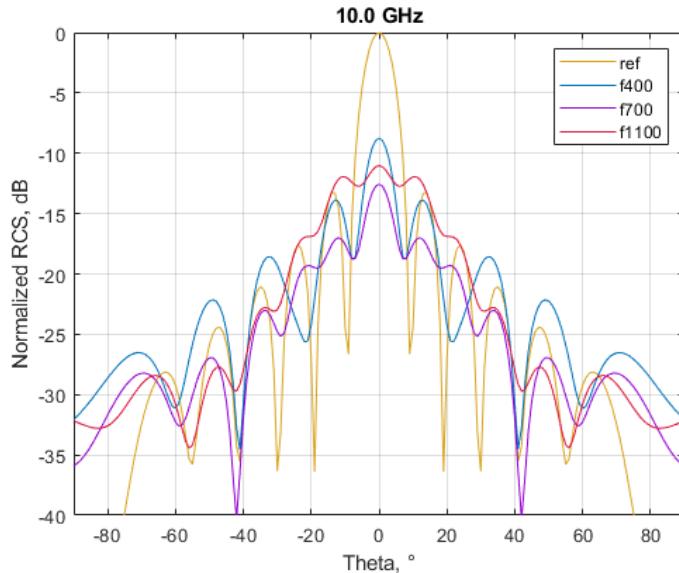


Рис. 4. Бистатическая отражающая способность, приведённая к эталонной метаповерхности

Из полученных результатов можно судить о различном влиянии расфокусировки на уровень основного лепестка диаграммы, а также уровни и формы боковых лепестков, но в общем случае происходит расширение и снижение уровня основного лепестка, соответствующего отражению падающей волны по нормали к метаповерхности, что снижает моностатическую отражающую способность такой метаповерхности.

Результаты моделирования метаповерхностей с ОУМ и итоговым распределением фаз для аналогичных фокальных расстояний приведены на рисунках 5 и 6.

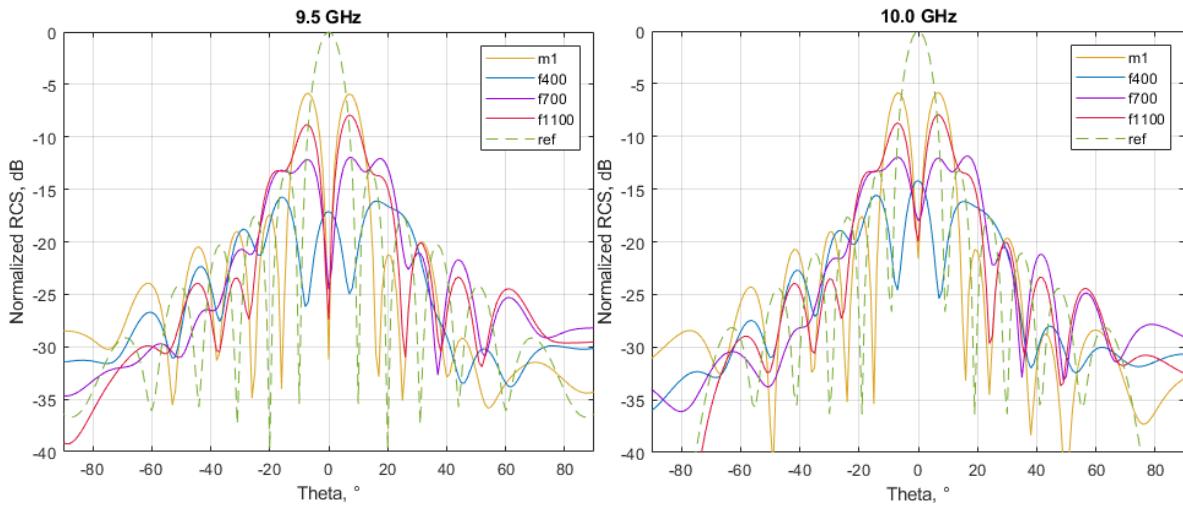


Рис. 5. Бистатическая отражающая способность метаповерхностей с ОУМ и различными фокусировками для частот 9 ГГц и 10 ГГц

Из полученных результатов видно, что использование фазового распределения для формирования ОУМ волн (жёлтый график, «m1») создаёт провал в диаграмме рассеяния для нормального угла падения, снижая моностатическую отражающую способность относительно эталонной метаповерхности (зелёный, «ref») в среднем на 20 дБ, при этом возникают большие первые боковые лепестки для в диапазоне углов от 0° до 10°.

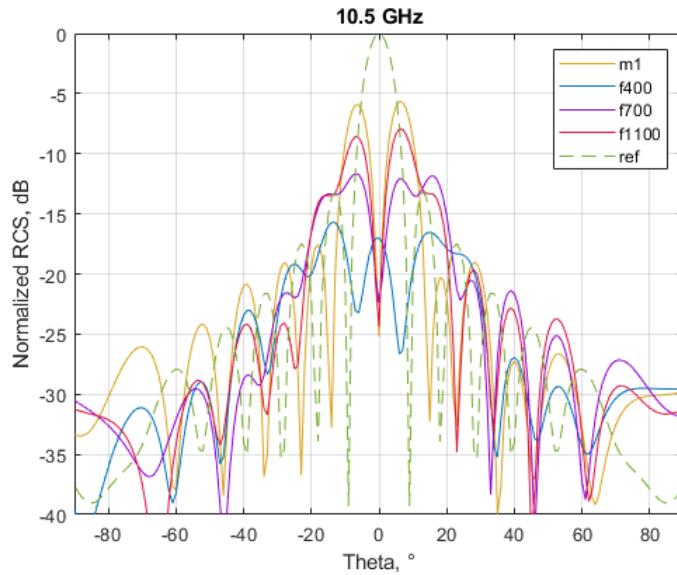


Рис. 6. Бистатическая отражающая способность метаповерхностей с ОУМ и различными фокусировками для частоты 10,5 ГГц

Применение дополнительной расфокусировки приводит к уменьшению уровня боковых лепестков и их расширению в зависимости от выбранного фокального расстояния: «f400», «f700» и «f1100» графики для соответствующих значений. При этом изменяется уровень провала диаграммы в центре, что приводит к компромиссному выбору между уменьшением уровня боковых лепестков, то есть уменьшению бистатической отражающей способность, и сохранением низкого уровня обратного рассеяния при нормальном отражении падающей волны, то есть моностатической отражающей способности.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе представлены результаты снижения моно- и бистатической отражающей способности с применением метаповерхностей с ОУМ и дополнительной фазовой расфокусировкой. Используемая метаповерхность рассчитана с учётом полиимидной подложки, что обеспечит хорошие характеристики для эксплуатации и применения в том числе на криволинейных поверхностях. Таким образом подтверждена работоспособность принципа применения метаповерхностей для уменьшения обратного рассеяния, как перспективного инструмента, который позволяет гибко управлять амплитудой, фазой и пространственным распределением отражённой электромагнитной волны. При этом применение особенностей ОУМ волн позволяет снизить моностатическую отражающую способность, а добавление иных фазовых распределений позволит снизить бистатическую отражающую способность.

На основании полученных результатов сделаны выводы о перспективности дальнейшего исследования в данном направлении и выделены основные задачи:

- 1) исследование многомодовых ОУМ метаповерхностей;
- 2) исследование комбинации фазового распределения для ОУМ с иными видами, в том числе с применением фазового кодирования;
- 3) исследование иных и улучшение характеристик имеющегося метаатома для расширения частотная диапазона работы для выбранной диэлектрической подложки.

ЛИТЕРАТУРА

1. K. Zhang, Y. Wang, Y. Yuan, and S.N. Burokur, "A review of orbital angular momentum vortex beams generation: from traditional methods to metasurfaces," in Applied Sciences, vol. 10, no. 3: 1015, 2020.
2. A. I. Semenikhin, D. V. Semenikhina and A. M. Zikina, "Wide-Angle Cancellation of Scattering from Hybrid PB-Metasurfaces with Combined Phase OAM-Profiles," 2024 IEEE 9th All-Russian Microwave Conference (RMC), Moscow, Russian Federation, 2024, pp. 477-480.
3. B. -Q. Li, L. -L. Hu, S. -S. Meng, Q. -M. Yue and C. Zhu, "Electromagnetic Scattering Suppression Based on Multi-beam OAM Metasurface," 2022 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMWT), Harbin, China, 2022, pp. 1-3.
4. Su, P., Zhao, Y., Jia, S. et al. An Ultra-wideband and Polarization-independent Metasurface for RCS Reduction. Sci Rep 6, p. 20387, 2016.
5. L. -J. Yang, S. Sun and W. E. I. Sha, "Ultrawideband Reflection-Type Metasurface for Generating Integer and Fractional Orbital Angular Momentum," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 68, no. 3, pp. 2166-2175, March 2020.

REFERENCES

1. K. Zhang, Y. Wang, Y. Yuan, and S.N. Burokur, "A review of orbital angular momentum vortex beams generation: from traditional methods to metasurfaces," in Applied Sciences, vol. 10, no. 3: 1015, 2020.
2. A. I. Semenikhin, D. V. Semenikhina and A. M. Zikina, "Wide-Angle Cancellation of Scattering from Hybrid PB-Metasurfaces with Combined Phase OAM-Profiles," 2024 IEEE 9th All-Russian Microwave Conference (RMC), Moscow, Russian Federation, 2024, pp. 477-480.
3. B. -Q. Li, L. -L. Hu, S. -S. Meng, Q. -M. Yue and C. Zhu, "Electromagnetic Scattering Suppression Based on Multi-beam OAM Metasurface," 2022 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMWT), Harbin, China, 2022, pp. 1-3.
4. Su, P., Zhao, Y., Jia, S. et al. An Ultra-wideband and Polarization-independent Metasurface for RCS Reduction. Sci Rep 6, p. 20387, 2016.
5. L. -J. Yang, S. Sun and W. E. I. Sha, "Ultrawideband Reflection-Type Metasurface for Generating Integer and Fractional Orbital Angular Momentum," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 68, no. 3, pp. 2166-2175, March 2020.

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ ПРИЕМНЫХ СТРУКТУР КОЛЬЦЕВОГО ТИПА НА ОСНОВЕ ВЕРТИКАЛЬНЫХ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКИХ АНТЕНН

М. В. Кныш¹, С. Н. Разиньков², О. Э. Разинькова², А. В. Савченко²

¹Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны
имени Маршала Советского Союза Л.А. Говорова (ЯВВУ ПВО), г. Ярославль, Россия
²Военный 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. Для анализа обстановки по излучениям радиоэлектронных средств, расположенных в контролируемом районе, в комплексах дистанционного мониторинга предложено использовать приемные структуры кольцевого типа на базе вертикальных логопериодических антенн. Применение антенных систем выбранного типа позволяет выполнять прием сигналов в широкой полосе частот при круговом обзоре пространства с сохранением требуемых форм диаграмм направленности и значений коэффициентов направленного действия. Разработана электродинамическая модель приемной решетки вертикальных логопериодических антенн, расположенных на радиальных лучах для приема сигналов в пределах 360°. Постановка краевой задачи для структуры выполнена в форме интегральных уравнений Халлена; для расчета эквивалентных токов антенн в приближении осевых распределений реализована процедура частичного обращения интегрального оператора краевой задачи методом Крылова-Боголюбова. Получены и исследованы диаграммы направленности приемных структур при различном числе логопериодических антенн и входящих в их состав вибраторов.

Ключевые слова: кольцевая решетка, вертикальная логопериодическая антенна, метод интегральных уравнений, электродинамическая модель приемной структуры.

ELECTRO-DYNAMIC MODELING AND ANALYSIS OF RING-TYPE RECEIVING STRUCTURES BASED ON VERTICAL LOG-PERIODIC ANTENNAS

M. V. Knysh¹, S. N. Razinkov², O. E. Razinkova², A. V. Savchenko²

¹Yaroslavl Higher Military Marshal of the Soviet Union Govorov School
of Air Defense (YaHMSc AD), Yaroslavl, Russia

²Air Force Education and Research Center «The Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy»
(AFERC «AFA»), Voronezh, Russia

Abstract. It is proposed to use ring-type receiving structures based on vertical log-periodic antennas in remote monitoring complexes to analyze the situation by radiation of radio electronic means located in the controlled area. The use of antenna systems of the selected type makes it possible to receive signals in a wide frequency band during circular scanning of space while maintaining the required shapes of radiation patterns and values of directional action coefficients. An electro-dynamic model of the receiving array of vertical log-periodic antennas located on radial beams for receiving signals within 360° has been developed. Setting the boundary value problem for the structure is in the form of integral Hallen equations; to calculate equivalent antenna currents in the approximation of axial distributions, the procedure for partial inversion of the integral operator of the boundary value problem by the Krylov-Bogolyubov method is implemented. Directional patterns of receiving structures with different number of logo-periodic antennas and included vibrators are investigated.

Keywords: ring array, vertical log-periodic antenna, method of integral equations, electro-dynamic model of receiving structure.

1. ВВЕДЕНИЕ

Эффективные способы дистанционного мониторинга обстановки базируются на приеме и обработке сигналов радиоэлектронных объектов, расположенных в областях пространства, определенных для контроля [1, 2]. Результативность обнаружения, оценки частотно-временных параметров излучений, распознавания типов (экземпляров) и (или) режимов функционирования их источников в значительной мере зависит от показателей пространственно-частотной избирательности и предельных энергетических порогов [2] приемной аппаратуры.

Ввиду того, что в современных приемно-передающих устройствах применяются сигналы со сложными законами модуляции, адаптивной или программной перестройкой характеристик в широкой полосе частот, а целевые функции информационного обмена выполняются при пониженных уровнях средней мощности излучения [3, 4], комплексы дистанционного мониторинга должны оснащаться диапазонными антенными системами с протяженными секторами одновременного обзора пространства.

Как отмечено в [5], для обзора пространства в плоскости азимута в пределах 360° с высоким коэффициентом направленного действия целесообразно применять кольцевые решетки вертикальных логопериодических антенн. Такие антенны представляют собой системы симметричных вибраторов монотонно изменяющейся длины, соединенных параллельно с помощью распределительной линии [6]. Диапазонные свойства приемных структур обеспечиваются за счет больших (порядка 4...20) коэффициентов перекрытия диапазонов рабочих частот логопериодических антенн [7]. Кольцевой тип конструкции решеток, реализуемый при расположении антенн на радиальных лучах, таким образом, что вибраторы находятся на концентрических окружностях, позволяет осуществлять прием сигналов с усиlemeniem в круговом секторе углов.

Для определения рациональных вариантов построения приемных структур на базе логопериодических антенн с применением метода интегральных уравнений построена их электродинамическая модель и исследованы диаграммы направленности.

Цель работы – анализ направленных свойств решеток логопериодических антенн и установление их взаимосвязей с параметрами конструкции, позволяющих определять технический облик приемных структур для комплексов дистанционного мониторинга.

2. АНАЛИЗ ПРИНЦИПОВ ПОСТРОЕНИЯ И ОБОСНОВАНИЕ МЕТОДА РАЗРАБОТКИ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ПРИЕМНЫХ СТРУКТУР С ВЕРТИКАЛЬНЫМИ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКИМИ АНТЕННАМИ ДЛЯ КОМПЛЕКСОВ МОНИТОРИНГА

Размеры несимметричных вибраторов логопериодической антенны, относящейся к типу логарифмически-периодических антенных систем с продольными направленными свойствами, изменяются пропорционально значению логарифма частоты; координаты точек подключения вибраторов в осевых разрывах поверхностей к распределительной линии выбираются из условия масштабной инвариантности соотношений их размеров в различных периодах антенны [7, 8]. Противофазное возбуждение соседних антенных элементов осуществляется за счет задания набегов фаз токов 180° фазовращателями или разомкнутыми на концах шлейфами [8], подключаемыми к распределительной линии в точках, расположенных на расстояниях, равных средним геометрическим длинам отрезков между точками присоединения соседних вибраторов [8].

Длина плеча наименьшего вибратора выбирается равной $1/6$ минимальной длины волны, размеры наибольшего элемента составляют $1/2$ от максимальной длины волны

рабочего диапазона. Вибратор с электрической длиной $1/2$ на рабочей длине волны и ближайшие к нему элементы, выполняющие функции рефлекторов и директоров [6], образуют активную область антенны. Их токи с амплитудами, не менее чем на два-три порядка превышающими абсолютные значения токов, возбуждаемых на вибраторах, не принадлежащих активной области [8], формируют диаграмму направленности антенны, ориентированную вдоль продольной оси в направлении наименьшего элемента и определяют коэффициент направленного действия антенны.

Ширина диаграммы направленности и значение коэффициента направленного действия антенны зависят от периода структуры и угла раскрыва при вершине в точке пересечения продольной оси и линии, соединяющей вершины элементов. Направленные свойства логопериодической антенны могут быть повышенены при фиксированном угле раскрыва за счет увеличения периода, приводящего к сокращению числа вибраторов в активной области, и при фиксированном периоде за счет уменьшения угла раскрыва, расширяющего границы активной области антенны вследствие уменьшения плотности размещения элементов [6, 8].

За счет изменения рабочей длины волны активная область антенны перемещается вдоль распределительной линии при сохранении скейлинговых соотношений размеров элементов и расстояний между ними. При этом масштабно-инвариантное подобие участков антенны и наличие автоматической отсечки токов элементов с нерезонансным возбуждением [8] обеспечивают постоянство показателей пространственно-частотной избирательности приема сигналов в диапазоне частот.

В [1] отмечено, что антенны горизонтальной поляризации обладают более высокой эффективностью приема за счет слабого поглощения согласованных по поляризации сигналов на трассах распространения и малых уровней индустримальных помех. Вместе с тем, вертикальные логопериодические антенны не требуют громоздких и конструктивно сложных устройств подвеса (несущих балок, каркасов для размещения антенных полотен), позволяют исключить влияние пространственно-коррелированных помех, обусловленных дифракцией электромагнитных волн на подстилающей поверхности [1, 9], на приемные устройства. При ширине диаграмм направленности в плоскости угла места порядка $60\dots70^\circ$ они обеспечивают прием коротких волн, распространяющихся по ионосферным каналам, от источников, удаленных от 200 км до 12000 км, при возможных изменениях лучевых траекторий и замираниях сигналов вследствие рефракции в ионизированных слоях атмосферы [1].

Для построения электродинамической модели кольцевой приемной структуры на основе логопериодических антенн используем метод интегральных уравнений [10]. Для установления взаимосвязей токов вибраторов с комплексной амплитудой принимаемого электрического поля в интересах исследования закономерностей изменения диаграмм направленности при различных параметрах конструкции антенн по аналогии с [5, 6, 11] используем интегральные уравнения Халлена, ядрами которых выступают функции Грина для точечных источников электрического поля в свободном пространстве [10].

Математическая некорректность краевой задачи определяет необходимость поиска токов вибраторов в виде последовательностей кусочно-постоянных базисных функций с весовыми коэффициентами, вычисляемыми путем частичного обращения операторов интегральных уравнений методом Крылова-Боголюбова [10].

За счет простого аналитического представления базисных функций и возможности замены интегрирования дискретного представления краевой задачи [6] на вычисление комплексной амплитуды принимаемого поля и дискретных значений интегральных операторов использованием фильтрующего свойства пробной δ -функции достигаются следующие положительные эффекты:

а) в явном виде устанавливаются зависимости токов от параметров конструкции антенны;

б) обеспечивается минимальная сложность формирования матрицы обобщенных импедансов системы линейных алгебраических уравнений для расчета комплексных амплитуд токов в точках дискретизации их распределения. При этом, как показано в [5, 6], частичное обращение матричного оператора сформированной системы линейных уравнений позволяет получить строгое решение задачи возбуждения логопериодических антенн при конечном числе базисных функций для распределения токов, определяемым требуемой точностью вычислений;

в) за счет рационального компромиссного выбора длины последовательности для аппроксимации решения краевой задачи и различий значений комплексных амплитуд токов, требуемых для устранения линейной зависимости строк матрицы обобщенных импедансов, при задании величины интервалов и местоположения точек разбиения поверхностей логопериодических антенн реализуются высокие показатели сходимости и устойчивости частичного обращения операторов интегральных уравнений.

3. ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ КОЛЬЦЕВОЙ РЕШЕТКИ ВЕРТИКАЛЬНЫХ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКИХ АНТЕНН

Для нахождения распределения токов вибраторов при построении модели введем в рассмотрение декартову систему координат $XOYZ$, а для нахождения диаграммы направленности кольцевой решетки – сферическую систему координат (r, θ, φ) , начало которой совмещено с точкой O . Угол места θ отсчитывается от оси Oz , а угол азимута – от оси Ox против часовой стрелки.

Будем полагать, что кольцевая решетка состоит из S логопериодических антенн, каждая из которых содержит N симметричных вибраторов с бесконечно малыми осевыми разрывами с центральными точками для подключения к противофазно-симметричной распределительной линии с перекрещивающимися проводниками в плоскости $z=0$. Перекрещивающиеся проводники распределительной линии создают дополнительную инверсию фаз токов соседних антенных элементов. Распределительная линия антennы выполняется в виде симметричного фидера или коаксиального кабеля, проложенного внутри одного из проводников фидера. Центральная жила кабеля присоединена ко второму проводнику симметричной линии, поэтому двухпроводная линия играет роль трансформатора [6]. Антennы располагаются на радиальных лучах, исходящих из точки O , таким образом, чтобы продольная ось s -й антennы была отклонена от оси Ox на угол $\varphi_s = 2\pi(s-1)S^{-1}$, $s = 1, \dots, S$, в плоскости азимута.

Вибраторы каждой антennы, представимые идеально проводящими трубками с радиусом поперечного сечения a_n , $n = 1, \dots, N$, и бесконечно тонкими стенками, имеют длину плеча L_n , $n = 1, \dots, N$. Значения L_n , $n = 1, \dots, N$, при наименьших размерах первого элемента L_1 , удовлетворяют условию $L_n = L_1\tau^{-(n-1)}$, $n = 1, \dots, N$, где τ – период антennы, выбираемый из условия $\tau \in (0; 1)$. Вибраторы наибольшей длины L_N расположены на окружности радиуса r_1 ; элементы с порядковым номером $n > 1$ удалены от точки O на расстояние $r_n = r_1 + 0,5(L_n - L_1)\operatorname{ctg}\alpha$, $n = 1, \dots, N$, где α – угол раскрытия антennы [6].

Таким образом, логопериодические антennы можно рассматривать как системы из двух параллельно соединенных многополюсников, первый из которых представляет собой структуру из N вибраторов с электромагнитными связями [11], создаваемыми

полем вторичного излучения, а второй – распределительную линию с переменно-фазными отводами для подключения вибраторов.

Напряжения, поступающие на входы вибраторов, связаны с электродвижущими силами, развивающимися на выходах распределительных линий, в соответствии с первым законом Кирхгофа. Они вычисляются путем умножения токов, протекающих в линии, на элементы матрицы ее импедансов \dot{Z}_{nm}^f , $n, m = 1, \dots, N$. Значения импедансов находятся по результатам обращения матрицы проводимостей, в которой отличные от нуля элементы вычисляются по рекуррентному правилу [6]

$$Y_{nn}^f = -\frac{j}{W_0} [\operatorname{ctg}(k(l_{n-1} - l_{n-2})) + \operatorname{ctg}(k(l_n - l_{n-1}))], \quad n, m = 1, \dots, N,$$

при

$$Y_{11}^f = -\frac{j}{W_0} \operatorname{ctg}(k(l_2 - l_1)), \quad Y_{n,n+1}^f = Y_{n+1,n}^f = \frac{-j}{W_0 \sin(k(l_{n-1} - l_n))}, \quad n = 1, \dots, N,$$

где $l_n = -L_n \operatorname{ctg}\alpha / 2$ – расстояние от n -го вибратора, $n = 1, \dots, N$, до вершины антенны, W_0 – волновое сопротивление свободного пространства, $k = 2\pi\lambda^{-1}$ – волновое число, λ – длина волны.

Токи антенных элементов $\dot{J}_n^{(s)}(z)$, $s = 1, \dots, S$, $n = 1, \dots, N$, и распределительной линии в точках соединения ($z = 0$) удовлетворяют второму закону Кирхгофа для токов в узлах электрической цепи.

Полагая по аналогии с [6, 11], что паразитный прием сигналов распределительной линией отсутствуют, источники электродвижущих сил, возбуждающие вибраторы [6, 7], представим эквивалентными генераторами,ключенными в бесконечно малые осевые разрывы их поверхностей в точках присоединения к клеммам распределительной линии. В двухпроводной линии передачи нежелательный прием электромагнитных волн может возникать при нарушении симметрии расположения проводников [6], в коаксиальном кабеле – по причине нарушения контакта между внешней оболочкой и заземлением [8]. В результате наведения паразитных токов на проводниках, не предназначенных для приема излучений, возможно искажение диаграммы направленности и снижение коэффициента направленного действия антенны. Конструктивно-технические способы снижения указанных негативных эффектов до пределов, позволяющих пренебречь их влиянием на показатели пространственно-частотной избирательности приема сигналов, приведены в [6, 8].

Учитывая, что эквивалентные токи вибраторов непрерывны в областях зазоров, где их значения определяются тангенциальными составляющими [6, 8] принимаемого электрического поля, и обращаются в нуль [6, 7] при $z = \pm L_n$, $n = 1, \dots, N$, из граничных условий на идеально проводящих поверхностях [8, 10] запишем систему интегральных уравнений Халлена для решетки вертикальных логопериодических антенн

$$\begin{aligned} & \sum_{q=1}^S \sum_{m=1}^N \int_{-L_m}^{L_m} \dot{J}_m^{(q)}(z') K_{nm}^{(sq)}(z, z') dz' + \dot{J}_m^{(q)}(0) \frac{\dot{Z}_{nm}^f}{2W_0} \sin(k|z|) = \\ & = C_{n1}^{(s)} \cos(kz) + C_{n2}^{(s)} \sin(k|z|) + \frac{j}{2W_0} \left[\dot{J}_n^{(s)}(0) \dot{Z}_{nm}^f \sin(k|z|) + |\dot{E}_0| J_n^{(s)}(z) \sin \theta \right] \\ & z \in [-L_n; L_n], \quad s = 1, \dots, S, \quad n = 1, \dots, N, \end{aligned} \tag{1}$$

где

$$K_{nm}^{(sq)}(z, z') = \frac{1}{4\pi} \exp\left(-jk\sqrt{(z-z')^2 + (\Delta_{nm}^{(sq)})^2}\right) / \sqrt{(z-z')^2 + (\Delta_{nm}^{(sq)})^2} \quad (2)$$

– ядро интегрального уравнения, $C_{n1}^{(s)}$, $C_{n2}^{(s)}$ – постоянные интегрирования тока n -го элемента s -й антенны, определяемые в соответствии с требованием $\dot{J}_n^{(s)}(\pm L_n) = 0$, $s = 1, \dots, S$, $n = 1, \dots, N$; \dot{E}_0 – комплексная амплитуда облучающего электрического поля

$$\dot{J}_n^{(s)}(z) = \int_{-L_n}^{L_n} \sin(k|z - z'|) \exp(jk(z' \cos \theta + r_n \sin \theta \sin(\phi - \phi_s))) dz' \quad (3)$$

– распределение его тангенциальной составляющей на поверхности приемной структуры

$$\Delta_{nm}^{(sq)} = \begin{cases} a_0 & \text{при } s = q, n = m; \\ \sqrt{r_n^2 + r_m^2 - 2r_n r_m \cos(\phi_s - \phi_q)} & \text{при } s \neq q, n \neq m \end{cases}$$

– расстояние от m -й нити эквивалентного тока q -й антенны до поверхности n -го избиратора s -й антенны, $n, m = 1, \dots, N$, $s, q = 1, \dots, S$.

При решении системы интегральных уравнений Халлена (1) методом Крылова-Боголюбова токи приемной структуры найдены в виде последовательностей кусочно-постоянных функций с весовыми коэффициентами, равными комплексным амплитудам $\dot{J}_n^{(s)}(z)$, $s = 1, \dots, S$, $n = 1, \dots, N$, в точках дискретизации избираторов. Эти коэффициенты являются корнями системы линейных алгебраических уравнений с оператором типа Фредгольма [12] в виде матрицы обобщенных импедансов.

Для обеспечения точности вычисления искомых токов при ограничениях на число базисных функций и устойчивости частичного обращения операторов краевой задачи, достигаемой при линейной независимости векторов токов избираторов, необходимо осуществлять равномерное разбиение поверхностей логопериодических антенн при монотонном увеличении числа интервалов дискретизации с ростом электрических размеров избираторов. Интервал дискретизации поверхностей антенн выбирается по результатам оценки числа обусловленности матрицы обобщенных импедансов [5, 11] и остаточной невязки граничных условий для электрически малых антенных элементов. По данным вычислительных экспериментов в [5] установлено, что расчет характеристик антенн с коэффициентом перекрытия диапазона частот 20 необходимо проводить при интервале дискретизации избираторов, равном 0,1...3,4% от их длины.

4. АНАЛИЗ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ КОЛЬЦЕВЫХ РЕШЕТОК ВЕРТИКАЛЬНЫХ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКИХ АНТЕНН

Схема расположения в азимутальной плоскости трех логопериодических антенн, образующих кольцевую решетку для аппаратуры обнаружения комплекса мониторинга обстановки приведена на рисунке 1.

На рисунке 2 представлены диаграммы направленности решетки, составленной из логопериодических антенн, содержащий по $N = 20$ элементов с периодом $\tau = 0,836$ при соотношении $\lambda/\lambda_{\max} = 0,75$ для $\alpha = 15^\circ$ (а) и $\alpha = 20^\circ$ (б) в азимутальной плоскости, где λ_{\max} – максимальная длина волны рабочего диапазона.

На основании анализа представленных зависимостей установлено, что в составе решетки соотношение длин волн, являющихся резонансными для различных элементов, равно периоду логопериодической антенны. При сохранении пропорции между размерами избираторов и резонансной длины волны диаграммы направленности антенн

остаются неизменными в области главных лучей. Наблюдается изменение формы боковых лепестков вследствие вторичного излучения принимаемых радиоволн элементами, в том числе расположенными за пределами активной области антенны. С уменьшением периода до $\tau = 0,55$ ширина диаграммы направленности антенны в азимутальной плоскости увеличивается в 1,2 раза. Ввиду сокращения числа вибраторов, входящих в активную область; при уменьшении α с 10° до 5° ширина главного луча диаграммы направленности уменьшается в 1,3 раза за счет расширения активной области антенны, обусловленного увеличением расстояния между элементами [11]. Увеличение активных областей антенн сопровождается значительным изменением формы диаграммы направленности приемной структуры в секторах боковых лепестков с возрастанием глубины локальных экстремумов на 2,7...3,2 дБ.

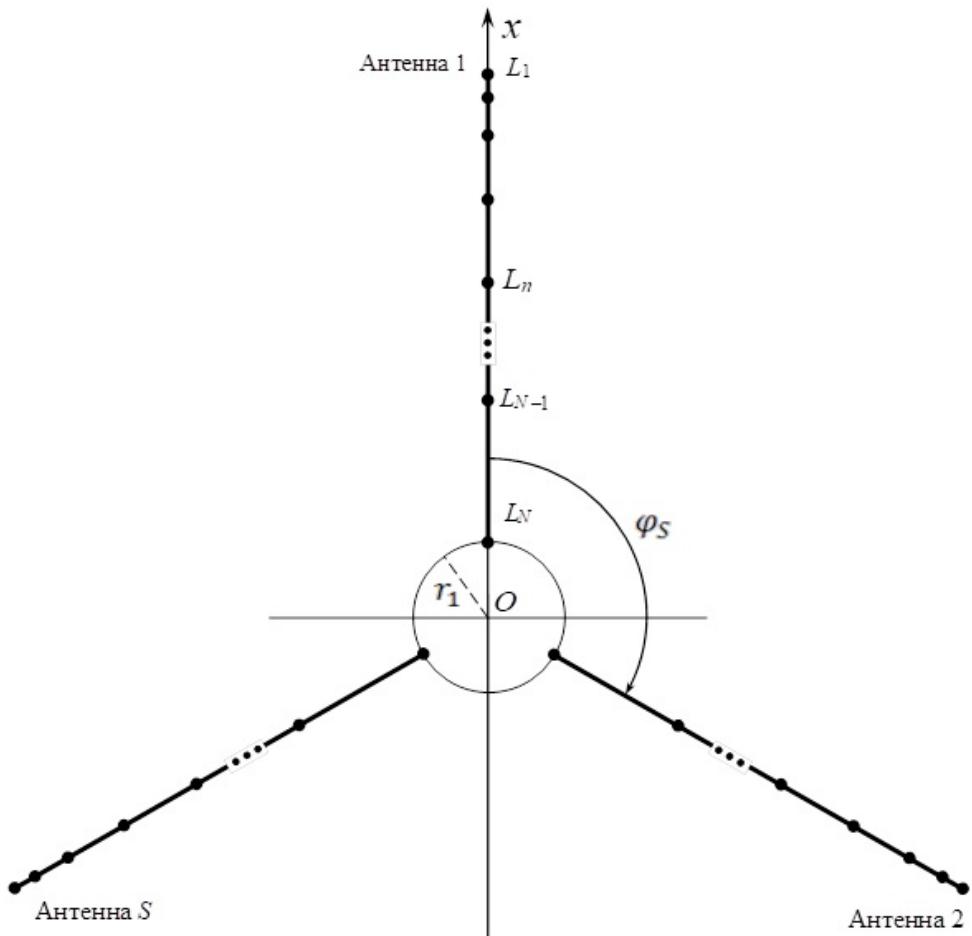


Рис. 1. Схема расположения в азимутальной плоскости трех логопериодических антенн, образующих кольцевую решетку

Смещение активной области антенны вдоль продольной оси по мере изменения длины облучающей волны сопровождается изменением диаграммы направленности в секторе боковых и заднего лепестков при практически инвариантной форме главного луча. Этот эффект обусловлен взаимным влиянием антенных элементов вследствие вторичного электромагнитного излучения. Различие фаз токов вибраторов, приводящее к формированию диаграммы направленности с максимумом в направлении на угол раскрыва, возникает не только за счет фазовых набегов напряжений на выходах распределительной линии и инверсии фаз соседних элементов с переменно-фазным возбуждением, но и за счет фазовых сдвигов рассеиваемых полей. В логопериодической антенне из $N = 20$ элементов с углом раскрыва $\alpha = 15^\circ$ и периодом $\tau = 0,836$ уровень

боковых лепестков диаграммы направленности на максимальной рабочей длине волны может достигать 0,3. С уменьшение периода логопериодической антенны с $\tau = 0,836$ до $\tau = 0,81$ ее диаграмма направленности расширяется примерно в 1,15 раза вследствие уменьшения числа вибраторов, входящих в активную область. При уменьшении угла α с 15° до 10° происходит аналогичное сужение диаграммы направленности по причине увеличения межэлементных расстояний, обусловливающих расширение активной области антенны.

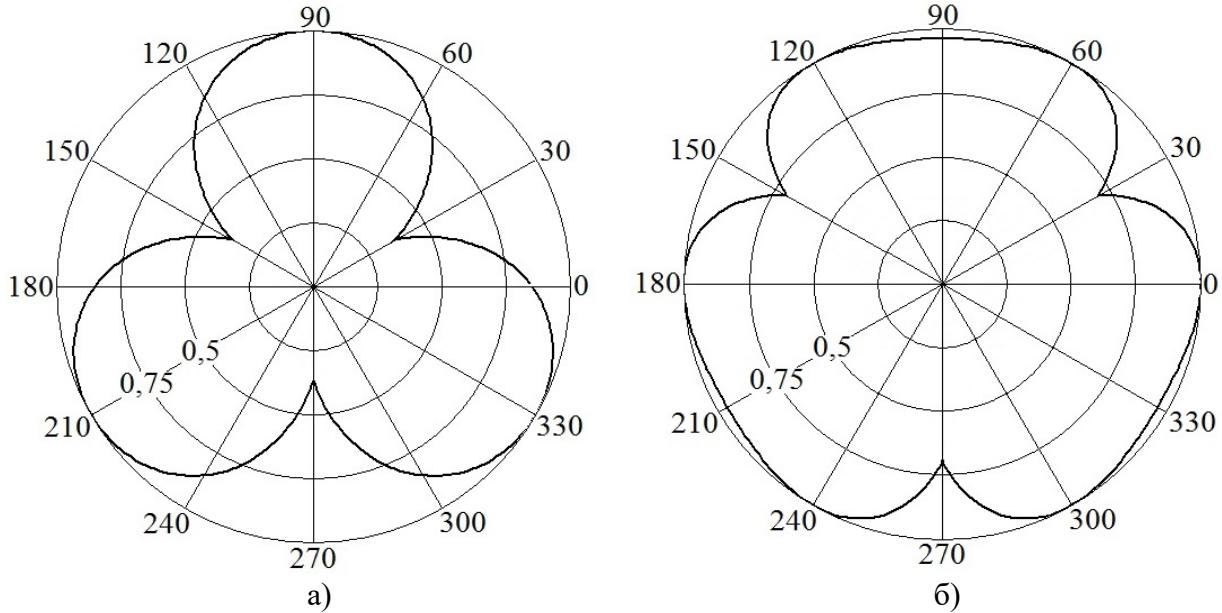


Рис. 2. Диаграмма направленности решетки из трех логопериодических антенн при $\alpha=15^\circ$ (а) и $\alpha=20^\circ$ (б)

Схема расположения в азимутальной плоскости девяти логопериодических антенн, образующих кольцевую решетку для аппаратуры обнаружения-пеленгования комплекса мониторинга обстановки приведена на рисунке 3.

Антенны, расположенные на радиальных лучах, отстоящих на взаимном удалении по азимуту на угол $\varphi_s, s = 1, \dots, S$, предназначены для обнаружения и определения секторов расположения излучателей путем сопоставления уровней сигналов на выходах каждой из них. Антенны, расположенные параллельно указанным выше, предназначены для оценки угловых координат объектов в предварительно выявленном секторе углов.

Совместное применение комплекта антенн для обнаружения и пеленгования сигналов позволяет минимизировать число элементов приемной антенной системы и, как следствие, уменьшить электромагнитное взаимодействие между ними.

На рисунке 4 приведены диаграммы направленности решетки при использовании в ее составе логопериодических антенн из $N = 21$ элемента с периодом $\tau = 0,844$, углом раскрытия $\alpha = 20^\circ$ при соотношении $\lambda/\lambda_{\max} = 0,75$ (а) и $\lambda/\lambda_{\max} = 0,05$ (б).

Из анализа представленных результатов следует, что за счет взаимного влияния антенных элементов при уменьшении длины волны диаграмма направленности решетки несколько сужается. Для расширения сектора углов одновременного обзора пространства требуется увеличивать количество антенн в решетке. Диаграмма направленности каждой антенны может быть расширена при увеличении угла раскрытия и количества вибраторов.

Установлено, что за счет увеличения комплекта антенн в аппаратуре обнаружения с трех до шести, сопровождающегося возрастанием общего числа антенн приемной

структуры с девяти до восемнадцати, обеспечивается прием сигналов в секторе углов азимута до 360° .

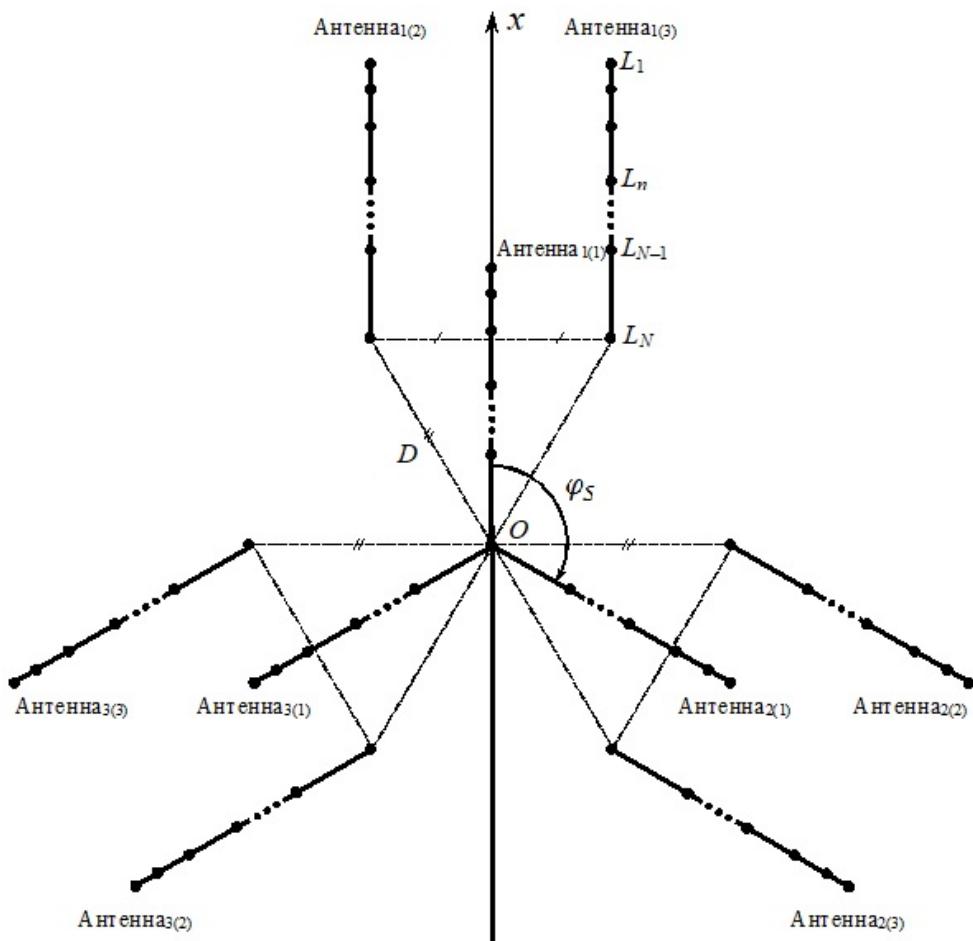


Рис. 3. Схема расположения в азимутальной плоскости девяти логопериодических антенн, образующих кольцевую решетку

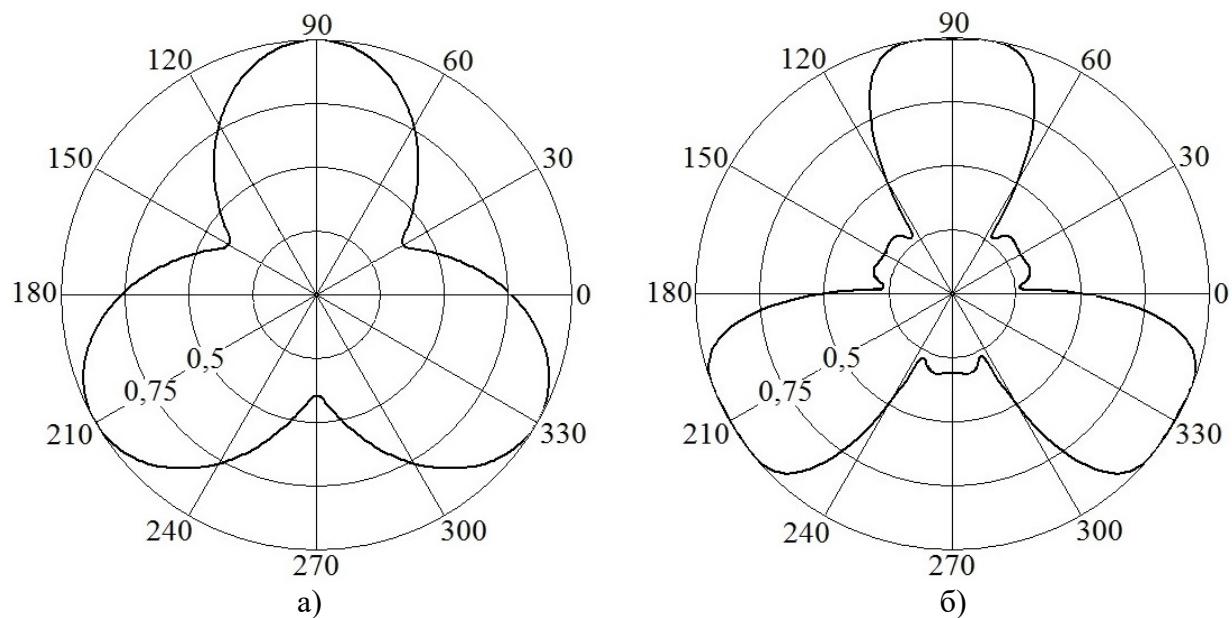


Рис. 4. Диаграмма направленности решетки из девяти логопериодических антенн при $\lambda/\lambda_{\max} = 0,75$ (а) и $\lambda/\lambda_{\max} = 0,05$ (б)

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, с использованием метода интегральных уравнений [11] и способа частичного обращения их операторов построена модель приемной структуры на основе вертикальных логопериодических антенн для комплексов мониторинга [1, 2].

Для постановки краевой задачи применялся аппарат интегральных уравнений Халлена с представлением амплитудно-фазового распределения поверхностных токов эквивалентными распределениями вдоль осей вибраторов при отсутствии вариаций по окружностям поперечных сечений. Решение интегральных уравнений найдено методом Крылова-Боголюбова в виде последовательности кусочно-постоянных функций при задании в качестве весовых коэффициентов значений комплексных амплитуд токов в точках дискретизации поверхностей логопериодических антенн.

При построении модели выполнены условия непрерывности токов на клеммах распределительной линии и граничные условия возбуждения вибраторов принимаемым и рассеиваемым полями. Выбранная концепция моделирования, в отличие от моделей, в которых токи вычисляются только при сшивании их значений в точках соединения вибраторов и распределительной линии, позволяет установить электромагнитные связи между антенными элементами как через токи фидерного тракта, так и через поля вторичного излучения. В результате реализуются возможности анализа решетки из логопериодических антенн в диапазоне частот с коэффициентами перекрытия порядка 4...20 за счет совместного вычисления принимаемого поля и полей, отраженных вибраторами, собственные токи которых не превышают порога автоматической отсечки.

Электродинамическая модель и выявленные на ее основе взаимосвязи показателей пространственно-частотной избирательности и параметров конструкции кольцевой решетки вертикальных логопериодических антенн способствуют совершенствованию методических основ построения диапазонных приемных структур с широкогабаритным обзором пространства и позволяют выработать рекомендации по развитию технологий и созданию комплексов дистанционного мониторинга обстановки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Вартанесян В. А. Радиоэлектронная разведка. М.: Воениздат, 1975. – 255 с.
2. Смирнов Ю. А. Радиотехническая разведка. М.: Воениздат, 2001. – 645 с.
3. Трухачев А. А. Адаптивные пороговые уровни в устройствах обнаружения радиолокационных сигналов. М.: НПО «Алмаз», 2017. – 344 с.
4. Варюхин В. А. Основы теории многоканального анализа. Киев: Наукова думка, 2015. – 168 с.
5. Разиньков С. Н., Федоров А. В. Электродинамическая модель и анализ кольцевой решетки логопериодических вибраторных антенн // Антенны, 2017, № 7 (239). – С. 10-16.
6. Петров Б. М., Костромитин Г. И., Горемыкин Е. В. Логопериодические вибраторные антенны. М.: Горячая линия-Телеком, 2005. – 239 с.
7. Драбкин А. Л., Зузенко В. Л., Кислов А. Г. Антенно-фидерные устройства. М.: Советское радио, 1974. – 536 с.
8. Неганов В. А., Табаков Д. П., Яровой Г. П. Современная теория и практические применения антенн. М.: Радиотехника, 2009. – 720 с.
9. Разиньков С. Н., Разинькова О. Э., Кныш М. В. Конструкции и характеристики антенных систем для приема радиосигналов при распространении по ионосферному каналу // Дальняя радиолокация на службе Отечеству: труды X Всероссийской научно-технической конференции АО «Радиотехнический институт имени академика А.Л. Минца». М.: МГТУ имени Н.Э. Баумана, 2024. – С. 240-249.

10. Ильинский А. С., Кравцов А. С., Свешников А. Г. Математические модели электродинамики. М.: Высшая школа, 1991. – 224 с.
11. Разиньков С. Н., Федоров А. В. Электродинамический анализ токов и диаграммы направленности логопериодической вибраторной антенны // Радиотехника, 2016, № 10. – С. 165-170.
12. Тихонов А. Н., Арсенин В. Я. Методы решения некорректных задач. М.: Наука, 1986. – 288 с.

REFERENCES

1. Vartanesyan V. A. Electronic intelligence. M.: Military Publishing House, 1975. – 255 p.
2. Smirnov Yu. A. Radio intelligence. M.: Military Publishing House, 2001. – 645 p.
3. Trukhachev A. A. Adaptive threshold levels in radar signal detection devices. M.: Publishing House "Diamond", 2017. – 344 p.
4. Varyukhin V. A. Fundamentals of the theory of multichannel analysis. Kyiv: Naukova Dumka, 2015. – 168 p.
5. Razinkov S. N., Fedorov A. V. Electro-dynamic model and analysis of the ring array of log-periodic vibrator antennas // Antennas, 2017, No. 7 (239). – Pp. 10-16.
6. Petrov B. M., Kostromitin G. I., Goremykin E. V. Log-periodic vibrator antennas. M.: Hotline-Telecom, 2005. – 239 p.
7. Drabkin A. L., Zuzenko V. L., Kislov A. G. Antenna-feeder devices. M.: Soviet Radio, 1974. – 536 p.
8. Neganov V. A., Tabakov D. P., Yarovaya G. P. Modern theory and practical applications of antennas. M.: Radio engineering, 2009. – 720 p.
9. Razinkov S. N., Razinkova O. E., Knysh M. V. Designs and characteristics of antenna systems for receiving radio signals when propagating through the ionosphere channel // Long-range radar in the service of the Fatherland: works of the X All-Russian Scientific and Technical Conference of Radio Engineering Institute named after Academician A.L. Mints. M.: MSTU named after N.E. Bauman, 2024. – Pp. 240-249.
10. Ilyinsky A. S., Kravtsov A. S., Sveshnikov A. G. Mathematical models of electrodynamics. M.: Higher School, 1991. – 224 p.
11. Razinkov S. N., Fedorov A. V. Electrodynamical analysis of currents and directional patterns of a log-periodic vibrator antenna // Radio Engineering, 2016, No. 10. - Pp. 165-170.
12. Tikhonov A. N., Arsenin V. Ya. Methods for solving incorrect problems. M.: Science, 1986. – 288 p.

СРАВНЕНИЕ ДИАГРАММ РАССЕЯНИЯ МЕТАПОВЕРХНОСТЕЙ ШАХМАТНОГО ТИПА В ПАКЕТЕ ПРОГРАММ COMSOL MULTIPHYSICS И CST STUDIO SUITE

М.М. Падалинский, А.Н. Кофанов, А.В. Старосек, И.Ш. Фитаев, А.С. Мазинов

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

Аннотация. Представлено сравнение результатов моделирования метаповерхностей шахматного типа с прямоугольными резонаторами при облучении сверхвысокочастотными волнами в диапазоне 16-25 ГГц. Показано, что амплитуда нормальной составляющей отраженной электромагнитной волны снижается, приближаясь к резонансной частоте 22,5 ГГц. С увеличением частоты степень ослабления уменьшается, что приводит к росту отраженной волны. Сравнение диаграмм между собой показало, что обе модели демонстрируют схожие черты, включая форму боковых лепестков и характер спада

Ключевые слова: Моделирование, САПР, метаповерхность, рассеяние, пакет программ, трехмерные структуры.

COMPARISON OF CHESS-TYPE METASURFACE SCATTERING DIAGRAMS IN THE COMSOL MULTIPHYSICS AND CST STUDIO SUITE SOFTWARE PACKAGES

М.М. Padalinskiy, A.N. Kofanov, A.V. Starosek, I.S. Fitaev, A.S. Mazinov

V.I. Vernadsky KFU, Simferopol, Russia

Abstract. A comparison of the simulation results of staggered-type meta-surfaces with rectangular resonators under irradiation with ultrahigh-frequency waves in the range of 16-25 GHz is presented. It is shown that the amplitude of the normal component of the reflected electromagnetic wave decreases, approaching the resonant frequency of 22.5 GHz. As the frequency increases, the degree of attenuation decreases, which leads to an increase in the reflected wave. A comparison of the diagrams showed that both models show similar features, including the shape of the side lobes and the nature of the recession.

Keywords: Modeling, CAD, meta-surface, scattering, software package, three-dimensional structures.

1. ВВЕДЕНИЕ

Прикладная электродинамика начала бурное развитие с начала 60-х годов прошлого века благодаря появлению численных инструментов анализа, которые стали незаменимыми в расчетах. И хотя один из первых численных методов расчета появился гораздо раньше еще в 30-40-х годах, существенный толчок в своем развитии метод конечных элементов (FEM) получил в 1963 году после того, как было доказано, что его можно рассматривать как один из вариантов распространенного в строительной механике метода Рэлея — Ритца. Далее был представлен метод конечных разностей во временной области (FDTD) в 1966 году Кейном Йи. В 1968 году Роджер Харрингтон теоретически обосновал стандартизованный метод интегральных уравнений, метод моментов (MoM) [1-3].

Данные методы легли в основу и были программно реализованы в системах автоматизированного программирования, таких как COMSOL, CST MICROWAVE STUDIO и многих других. Данные пакеты обладают достаточной мощностью для

создания и симуляции трехмерных (3-D) структур различной сложности. Таким образом эти программы широко распространены в исследовательских группах и промышленности по всему миру.

Применение пакетов необходимо ввиду экспериментальной и теоретической сложности получения истинной картины рассеивания обратной мощности сложными метаструктурами. Поэтому следует использовать многовекторный подход к описанию и исследованию частотных характеристик и диаграмм направленности неоднородных сред.

В связи с вышеизложенным целью данной работы было сравнение двух подходов к описанию рассеивания ЭМ волн метаструктурами шахматного типа.

В качестве первого был взят COMSOL Multiphysics, представляющий собой многофункциональную платформу, предназначенную для многокомпонентного моделирования. Она предлагает возможность интеграции различных физических процессов, включая электромагнитные, тепловые и механические взаимодействия. COMSOL имеет полный набор методов конечных элементов, что делает его более универсальным для разнообразных задач.

Вторым математическим пакетом был CST Studio Suite. Данный САПР является специализированным пакетом для моделирования электромагнитных явлений, который предоставляет пользователям широкий спектр инструментов для анализа различных типов задач, включая статические, высокочастотные и временные режимы. CST использует различные численные методы, включая метод конечных объемов и метод конечных элементов, позволяя пользователям выбирать наиболее подходящий подход.

2. ПАРАМЕТРЫ МЕТАПОВЕРХНОСТИ

При моделировании использовалась метаповерхность шахматного типа. Она построена из прямоугольных диполей, ориентированных вертикально и горизонтально и нанесенных на диэлектрик FR-4 толщиной 1,5 мм, снизу которого задавалось условие зеркала. Зеркало требуется для необходимого уровня механической стабильности и электромагнитной эффективности.

Матрица метаповерхности состоит из 16 одинарных ячеек, каждая из которых имеет размеры 18×18 мм. В каждой ячейке расположены 9 резонаторов.

Геометрические параметры резонаторов были выбраны исходя из условий, соответствующих четвертьволновым размерам для частоты 20,5 ГГц, которая является средней в рассматриваемом диапазоне частот [4]. Эти параметры представлены на иллюстрации, что позволяет визуализировать конструкцию и понять её особенности.

Для расчета представленной структуры в COMSOL Multiphysics использовался «Electromagnetic Waves, Frequency Domain» интерфейс для анализа электромагнитных волн в частотной области (рис.1 а).

После выбора интерфейса была построена модель с помощью узла «Geometry» в соответствии с заданными параметрами. После выбора материалов в узле «Materials» переходим к заданию параметров физики процесса.

«Scattering Boundary Condition» выбирается в качестве граничного условия свободного пространства и является источником излучения. Электрическое поле распространяется вдоль оси x.

Для сокращения времени вычисления вместо меди толщиной 16 мкм, вводится условие «Perfect Electric Conductor» что не влияет на результат моделирования.

Граничное условие «Far-Field Domain» позволяет рассчитывать поля в дальней зоне за пределами расчетной области в любой точке на основе интегральных соотношений.

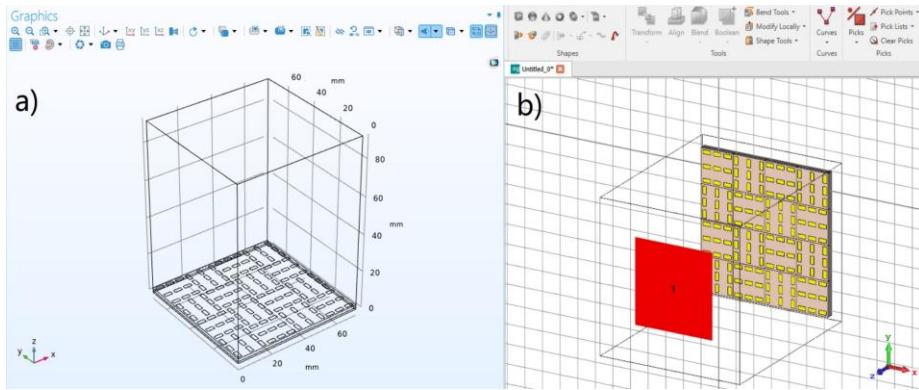


Рис. 1. Промоделированная структура в COMSOL Multiphysics (а) и CST Studio Suite (б).

Одной из особенностей использования периодических структур при создании метаматериалов является их довольно необычный электромагнитный отклик. В качестве примеров приложений, созданных на основе периодических структур, могут выступить искусственные магнитные проводники и частотно-селективные поверхности. Последние, в частности, вполне могут быть использованы для получения обтекателей с индивидуальными параметрами частотной фильтрации, которые в свою очередь находят широкое применение в антенных приложениях [5].

Пакет CST Studio Suite представляет собой набор инструментов для проектирования, моделирования и оптимизации трехмерных электромагнитных систем и применяется передовыми технологическими и инжиниринговыми компаниями во всем мире. CST Studio Suite позволяет работать с периодическими структурами, предусматривая несколько подходов. Первый и основной подход заключается в использовании вычислителя во временной области (Time domain solver), который позволяет моделировать распространение электромагнитного поля во времени и пространстве (рис.1. б). Данный вычислитель основан на технике конечного интегрирования (Finite Integration Technique, FIT), которая представляет собой схему дискретизации уравнений Максвелла в интегральной форме. Данный подход показал себя довольно эффективно в задачах симуляции электромагнитных полей благодаря применению метода конечных разностей и решению уравнений Максвелла во временной области.

3. СРАВНИТЕЛЬНЫЕ РАСЧЕТЫ

Обе программы продемонстрировали ослабление центрального лепестка не менее 50% по сравнению с обычным отражением от зеркала. Для моделей COMSOL Multiphysics и CST Studio приведены результаты на рис. 2, а, б. Диаграммы показывают, что амплитуда нормальной составляющей отраженной электромагнитной волны снижается, приближаясь к резонансной частоте 22,5 ГГц [6]. С увеличением частоты степень ослабления уменьшается, что приводит к росту отраженной волны. Кроме того, диаграмма рассеяния этой структуры имеет отчетливые боковые лепестки с шириной, изменяющейся в зависимости от частоты, достигая 24° на резонансе. Далее, сравнивая с диаграммами между собой, видно, что обе модели демонстрируют схожие черты, включая форму боковых лепестков и характер спада. Небольшие отличия по форме кривых объясняются базовыми различиями в методах расчёта пакетов, а также особенностями граничных условий и учета погрешностей.

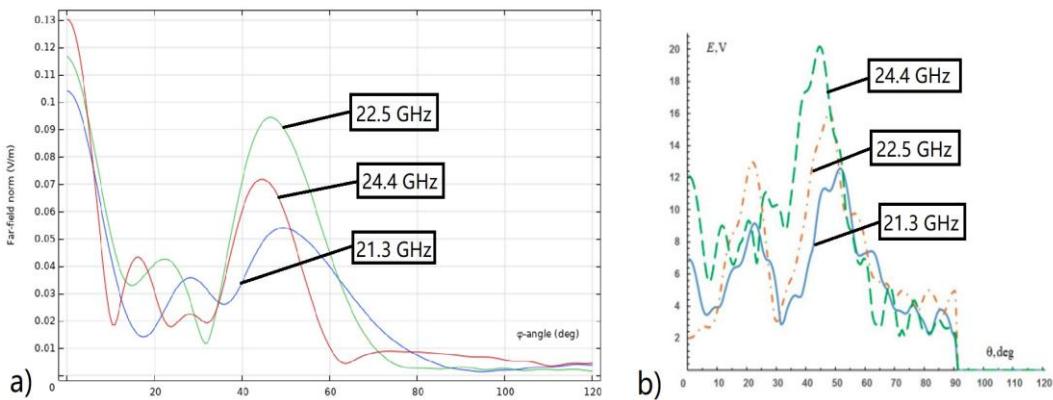


Рис. 2. Диаграммы рассеяния COMSOL (а) и CST Studio (б).

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Сравнив промоделированные диаграммы рассеяния метаповерхностей шахматного типа в обоих пакетах программ, видно, оба САПРа демонстрируют достаточно близкие результаты, то есть, обе модели демонстрируют схожие черты, включая форму боковых лепестков и характер спада. Таким образом выбор между ними должен основываться на специфических требованиях проекта, типе моделируемых задач и предпочтениях пользователей. CST демонстрирует преимущества в быстроте расчетов и узкоспециализированной работе, тогда как COMSOL предлагает больший уровень гибкости и многофизичности. В конечном счете, оптимальным решением может быть использование обеих платформ в зависимости от конкретных условий и задач.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

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

ЛИТЕРАТУРА

1. Hinton, Ernest; Irons, Bruce (July 1968). "Least squares smoothing of experimental data using finite elements". *Strain*. 4 (3): 24–27. doi:10.1111/j.1475-1305.1968.tb01368.x
2. Kane Yee (1966). "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 14 (3): 302–307. Bibcode:1966ITAP...14..302Y. doi:10.1109/TAP.1966.1138693. S2CID 122712881.
3. Harrington, R. (June 1990). "Origin and development of the method of moments for field computation". *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. 32 (3): 31–35. Bibcode:1990IAPM...32...31H. doi:10.1109/74.80522. S2CID 46584485.
4. Мазинов, А. С. Ослабление нормальной составляющей отраженной электромагнитной волны комбинированными радиопоглощающими покрытиями / А. С. Мазинов, И. Ш. Фитаев, Н. А. Болдырев // Письма в Журнал технической физики. – 2022. – Т. 48, № 19. – С. 27-30. – DOI 10.21883/PJTF.2022.19.53592.19324. – EDN IWZKVA.
5. Joannopoulos J. D., Johnson S. G., Winn J. N., Meade R. D. *Molding the flow of light*. Princeton Univ. Press, Princeton, NJ, 2008.
6. Мазинов А. С., Падалинский М. М., Болдырев Н. А., Старосек А. В. Моделирование рассеивающих свойств блочных метаповерхностей в диапазоне 16–25 ГГц и сравнение с экспериментальными результатами // Известия Саратовского

университета. Новая серия. Серия: Физика. 2023. Т. 23, вып. 2. С. 102–111.
<https://doi.org/10.18500/1817-3020-2023-23-2-102-111>, EDN: SXWPVG

REFERENCES

1. Hinton, Ernest; Irons, Bruce (July 1968). "Least squares smoothing of experimental data using finite elements". *Strain*. 4 (3): 24–27. doi:10.1111/j.1475-1305.1968.tb01368.x
2. Kane Yee (1966). "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 14 (3): 302–307. Bibcode:1966ITAP...14..302Y. doi:10.1109/TAP.1966.1138693. S2CID 122712881.
3. Harrington, R. (June 1990). "Origin and development of the method of moments for field computation". *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. 32 (3): 31–35. Bibcode:1990IAPM...32...31H. doi:10.1109/74.80522. S2CID 46584485.
4. Mazinov, A. S. Attenuation of the normal component of the reflected electromagnetic wave by combined radio-absorbing coatings / A. S. Mazinov, I. S. Fitaev, N. A. Boldyrev // Letters to the Journal of Technical Physics. – 2022. – Vol. 48, No. 19. – pp. 27-30. – DOI 10.21883/PJTF.2022.19.53592.19324. – EDN IWZKVA.
5. Joannopoulos J. D., Johnson S. G., Winn J. N., Meade R. D. Molding the flow of light. Princeton Univ. Press, Princeton, NJ, 2008.
6. Mazinov A. S., Padalinsky M. M., Boldyrev N. A., Starosek A. V. Simulation of scattering properties of modular metasurfaces in the 16–25 GHz range and comparison with experimental results. *Izvestiya of Saratov University. Physics*, 2023, vol. 23, iss. 2, pp. 102–111 (in Russian). <https://doi.org/10.18500/1817-3020-2023-23-2-102-111>, EDN: SXWPVG

ИССЛЕДОВАНИЕ СТРУКТУРЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ПОЛУВОЛНОВОГО ВИБРАТОРА В ЗОНЕ ФРЕНЕЛЯ

О.В. Потапова, А.С. Иванов

Казанский национальный исследовательский технический университет
им. А.Н. Туполева (КНИТУ-КАИ им. А.Н. Туполева), Казань, Россия

Аннотация. Представлены результаты исследования компонент электромагнитного поля, созданного полуволновым вибратором в промежуточной зоне. Компоненты поля определялись с помощью численного моделирования в пакете программного обеспечения для ЭМ анализа в трёхмерном пространстве CST Studio Suite. Полученные результаты сравнивались с расчётами Неганова В.А. и Лемжина М.И. в статье «Электродинамический анализ электромагнитного поля в промежуточной и ближней зонах полуволнового электрического вибратора и диполя Герца» (2007 г.).

Ключевые слова: Электромагнитное поле, полуволновый вибратор, поле в ближней зоне, метод сингулярных уравнений, распределение компонент поля.

INVESTIGATION OF THE STRUCTURE OF THE ELECTROMAGNETIC FIELD OF A HALF-WAVE VIBRATOR IN THE FRESNEL ZONE

O.V. Potapova, A.S. Ivanov

Kazan National Research Technical University
named after A.N. Tupolev (KNRTU-KAI named after A.N. Tupolev), Kazan, Russia

Abstract. The results of a study of the components of the electromagnetic field created by a half-wave vibrator in the intermediate zone are presented. The components of the field were determined using numerical modeling in the software package for EM analysis in three-dimensional space CST Studio Suite. The results obtained were compared with the calculations of Neganov V.A. and Lemzhin M.I. in the article "Electrodynamic analysis of the electromagnetic field in the intermediate and near zones of a half-wave electric vibrator and a Hertz dipole" (2007).

Keywords: Electromagnetic field, half-wave vibrator, near field, method of singular equations, distribution of field components.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время существующие методики расчета электромагнитного поля (ЭМП) в ближней зоне излучателей являются некорректными из-за следующих причин [1]:

- определение неизвестного тока $I_z(z)$ по вибратору осуществляется на основе интегральных уравнений Поклингтона и Халлена, что приводит к некорректно поставленной задаче;
- использование при расчетах поля функции Грина приводит к несамосогласованной постановке задачи, так как электрический ток и поверхность, на которой тангенциальная составляющая электрического поля равна нулю, разнесены в пространстве. За счет этого отсутствует предельный переход от поля в ближней зоне к полю (току) на поверхности вибратора.

В работах [2, 3] предложена методика расчета ЭМП на любом расстоянии от излучателей, включающая в себя:

- трубчатую модель симметричного вибратора, отличную от традиционной;
- метод сингулярных уравнений (СИУ), позволяющий рассчитать распределение тока по симметричному вибратору;
- а также метод сингулярного интегрального представления (СИП) ЭМП.

2. ПОСТРОЕНИЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ КОМПОНЕНТ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ С ПОМОЩЬЮ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

В методе СИП электромагнитное поле определяется интегрированием продольной составляющей поверхностной плотности тока по вибратору. На поверхности вибратора СИП переходит в СИУ.

Амплитуды электромагнитных полей, рассчитанные на небольших расстояниях от вибратора методом СИП и классическим методом, могут отличаться в несколько раз (в зависимости от параметров вибратора). На расстояниях, превышающих длину волны (λ) в несколько раз, эти различия нивелируются.

В работе [1] приведены результаты расчета компонент ЭМП, создаваемого полуволновым электрическим вибратором на расстояниях $0,3\lambda$, $0,4\lambda$ и $1,83\lambda$ от него. Расчеты проводились в промежуточной зоне для полуволнового вибратора, определяемой согласно [1]. Согласно традиционному подходу [4] границы промежуточной зоны определяются следующим образом: нижняя граница промежуточной зоны остается прежней: $r_{\text{ПЗ}min} = \frac{D}{4} + \frac{D}{2} \left(\frac{D}{\lambda}\right)^{1/3} \approx 0,3\lambda$, а верхняя граница определяется иначе: $r_{\text{ПЗ}max} = \frac{2D^2}{\lambda} = 0,5\lambda$.

Авторами была предпринята попытка сравнения распределения компонент ЭМП, полученных методами СИП и с помощью электродинамического моделирования, проведенного в программе CST Studio. Условия моделирования полностью повторяли условия для расчета ЭМП методом СИП: длина плеча вибратора $l = \lambda/4$, радиус вибратора $a = \lambda/400$, величина зазора питания вибратора $2b = l/50$.

Расчеты проводились на частоте 600 МГц, распределение компонент ЭМП определялось при помощи пробников ЭМП, расположенных с шагом 10° на фиксированном расстоянии от центра вибратора. Пробники ЭМП регистрировали амплитуду и фазу E_x , E_y , E_z и составляющих поля, а также их модулей; затем производилось преобразование компонент поля из декартовой в сферическую систему координат. Исследуемая модель показана на рисунке 1.

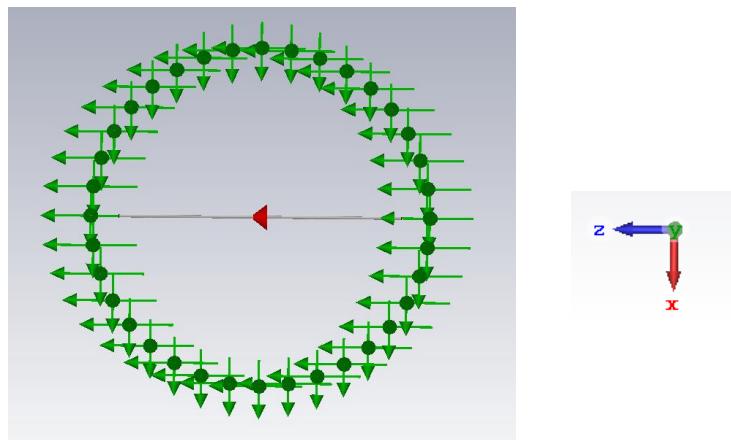


Рис. 1 Исследуемая модель

На рис. 2, 3, и 4 показаны распределения компонент ЭМП соответственно на расстояниях $0,3\lambda$, $0,4\lambda$ и $1,83\lambda$ от вибратора. На рисунках кривые 1 соответствуют вещественной части компонент ЭМП, кривые 2 – мнимой части, кривые 3 – модулю составляющих векторов.

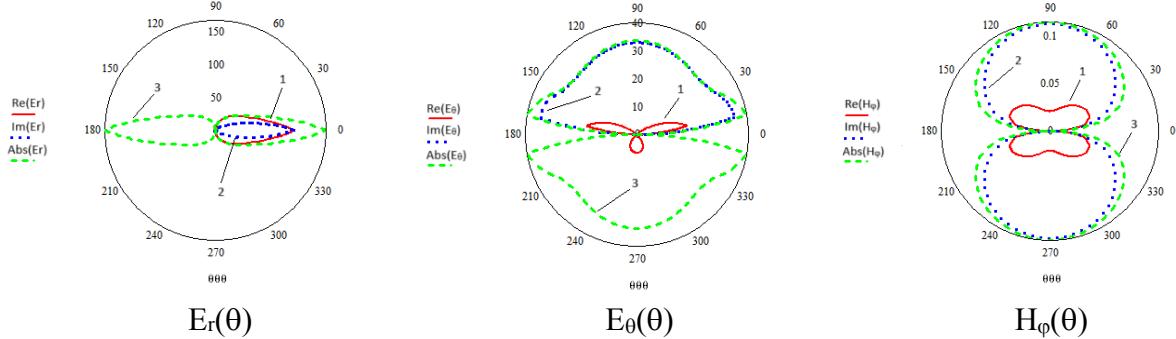


Рис. 2. Распределение компонент при $r=0,3\lambda$

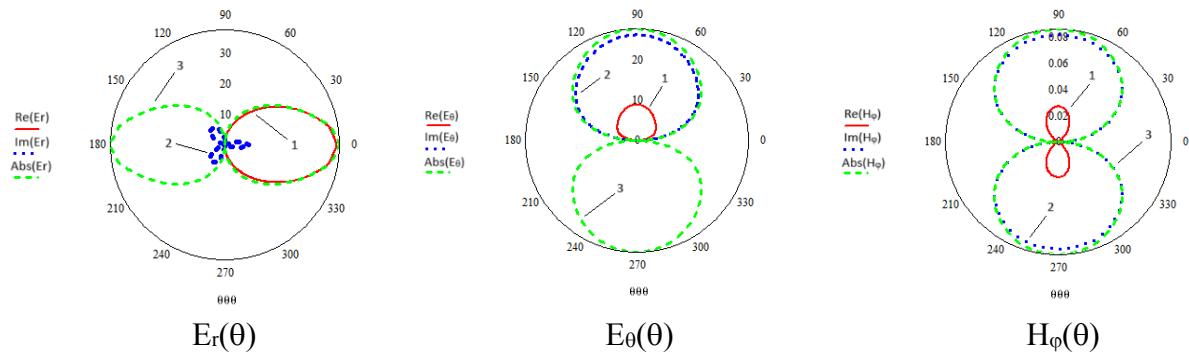


Рис. 3. Распределение компонент при $r=0,4\lambda$

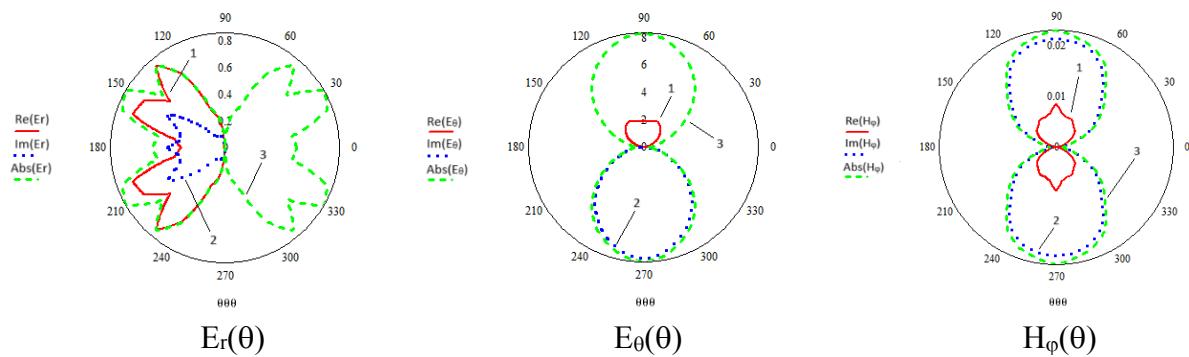


Рис. 4. Распределение компонент при $r=1,83\lambda$

Полученные результаты получились похожи на опубликованные в [1], но присутствуют и некоторые различия. В промежуточной зоне ($r=0,3\cdot\lambda$, $0,4\cdot\lambda$) несколько отличаются распределения вещественной и мнимой частей у компонент вектора E , хотя распределения модулей этих компонент практически совпадают. Кроме того, при $r = 1,83 \lambda$, характер распределений вещественной и мнимой частей, а также модуля E_r

компоненты отличается достаточно существенно: распределение получилось немонотонным, с максимумом излучения в направлении отличном от $\theta = 0$ и π .

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основании проделанных расчётов можно сделать вывод о том, что основные результаты, полученные в [1] остаются справедливыми:

- в промежуточной зоне поле не является чисто поперечным: при малых расстояниях от вибратора $E_r > E_\theta$;
- максимальные значения компонент E_θ и H_ϕ достигаются при $\theta = \pi/2$ и $3\pi/2$;
- у нижней границы промежуточной зоны максимальное значение компоненты E_r , достигается при $\theta = 0$ и π , около верхней границы направления максимальных значений E_r изменяются, но не совпадают с максимумами E_θ и H_ϕ составляющих;
- в направлениях $\theta = 0$, $\theta = \pi$ компонента $H_\phi = 0$ и перенос энергии вдоль вибратора не происходит;
- компоненты E_θ и H_ϕ обеспечивают перенос энергии в направлениях $\theta = \pi/2$, $\theta = 3\pi/2$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Неганов В.А., Лемжин М.И. Электродинамический анализ электромагнитного поля в промежуточной и ближней зонах полуволнового электрического вибратора и диполя Герца. // Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2007. Т. 10, №2.
2. Неганов В.А., Матвеев И.В. Применение сингулярного интегрального уравнения для расчета тонкого электрического вибратора. // ДАН, 2000. Т. 371, №1.
3. Неганов В.А. Сингулярное интегральное представление электромагнитного поля электрического вибратора в его ближней зоне. // ДАН, 2004. Т. 399, №5, с. 617-619.
4. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ: Учеб. для радиотехнич. спец. вузов. М.: Высшая школа, 1988. 432 с.

REFERENCES

1. Neganov V.A., Lemzhin M.I. Electrodynamic analysis of the electromagnetic field in the intermediate and near zones of a half-wave electric vibrator and a Hertz dipole. // Physics of wave processes and radio Engineering Systems, 2007. Vol. 10, No. 2.
2. Neganov V.A., Matveev I.V. Application of a singular integral equation for calculating a thin electric vibrator. / Reports of the Academy of Sciences, 2000. Vol. 371, No. 1.
3. Neganov V.A. Singular integral representation of the electromagnetic field of an electric vibrator in its near zone. / Reports of the Academy of Sciences, 2004. Vol. 399, No. 5, pp. 617-619.
4. Sazonov D.M. Antennas and microwave devices: Textbook for radio engineering. spec. universities. M.: Higher School, 1988. 432 p.

ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СТРОИТЕЛЬНЫХ МАТЕРИАЛОВ

С. А. Варнаков^{1,2}, Ю. А. Костычов¹, А. С. Ященко¹, С. В. Кривальцевич^{1,2}

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

²Омский НИИ приборостроения (АО ОНИИП), Омск, Россия

Аннотация. Приведены результаты измерения комплексной диэлектрической проницаемости гипсовой и цементной штукатурной смеси в диапазоне частот от 1 МГц до 50 МГц во временной динамике. Показано, что отличия в гранулометрическом составе и химических процессах, сопровождающих процесс отвердевания растворов штукатурной смеси, оказывают влияние на значение диэлектрической проницаемости. Полученные результаты могут быть использованы при решении практических задач распространения радиоволн.

Ключевые слова: диэлектрическая проницаемость, строительные материалы.

THE DIELECTRIC PERMITTIVITY OF CONSTRUCTION MATERIALS

S. B. Varnakov^{1,2}, Yu. A. Kostychev¹, A. S. Yashchenko¹, S. V. Krivaltsevich^{1,2}

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

²Joint Stock Company "Omsk Scientific Research Institute of Instrument Making" (JSC ONIIP), Omsk, Russia

Abstract. The results of measuring the complex permittivity of gypsum plaster and cement plaster in the frequency range from 1 MHz to 50 MHz in time dynamics are presented. It is shown that particle size distribution and chemical processes accompanying the process of hardening of plaster mix solutions affect the value of permittivity. 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, отсутствует. Однако в отдельных случаях накопленный эмпирический материал о КДП удалось formalизовать в виде математических моделей. Так, на данный момент 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.

Известны публикации, в которых приводятся [4] и обобщаются [5] данные о диэлектрической проницаемости искусственных (в основном строительных) материалов для диапазона от ультракоротких до терагерцовых волн. Стоит отметить, что данные о КДП искусственных материалов на частотах ниже 100 МГц в открытой печати обнаружить не удалось. В связи с этим задача измерения КДП строительных материалов в диапазоне гектометровых, декаметровых и метровых волн является актуальной.

2. ОПИСАНИЕ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ

Измерение КДП образцов почв осуществлялись двумя способами. Первый из них предполагает определение диэлектрической проницаемости из значений S-параметров матрицы рассеяния (комплексного коэффициента передачи и отражения) ячейки в виде отрезка коаксиальной линии, внутрь которой помещался исследуемый образец [6]. В диапазоне частот 3 МГц – 100 МГц ячейка включается в разрыв центрального проводника отрезка линии большего сечения, а на частотах выше 100 МГц как отрезок коаксиальной линии. Данный способ измерения КДП в одной ячейке обеспечивает низкую погрешностью во всем частотном диапазоне, на котором проводились измерения. Схематическое изображение экспериментальной установки приведено на рисунке 1.

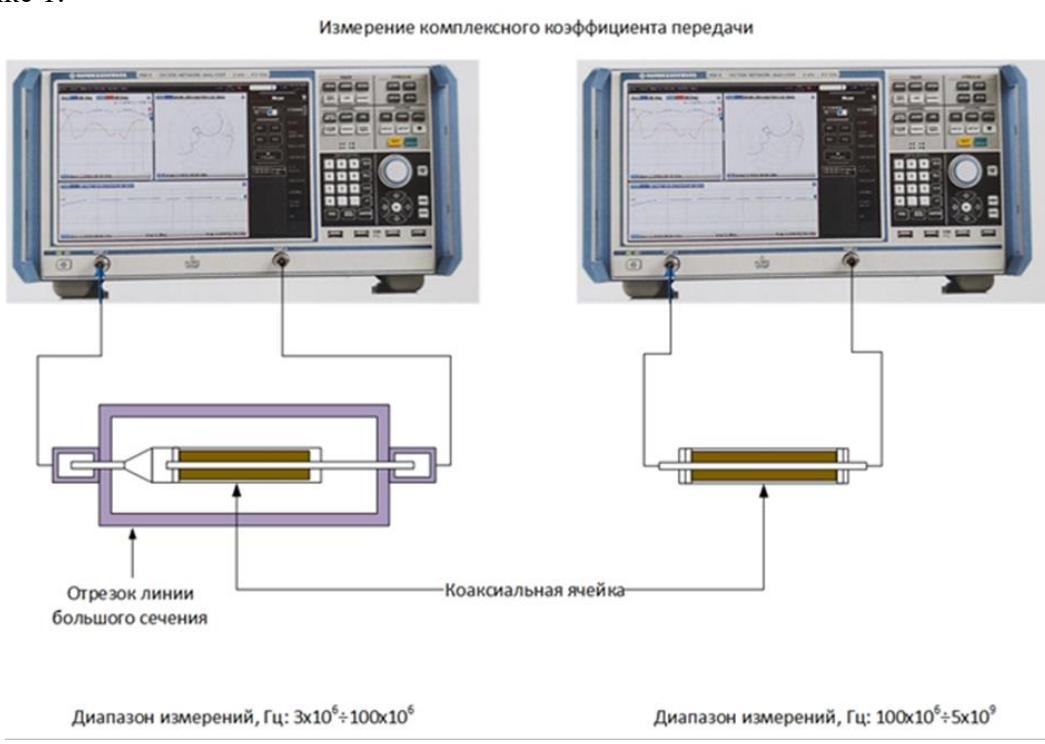


Рис. 1. Схематическое изображение экспериментальной установки для определения частотной зависимости КДП образца

Вторая экспериментальная установка состояла из емкостной ячейки на основе симметричной полосковой линии, калибровочной ячейки и векторного анализатора цепей. Измерительная ячейка имела оригинальную конструкцию [7], на основе симметричной полосковой линии (СПЛ). 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 (TEM-волн) 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.

Образцы строительных материалов увлажнялись согласно рекомендациям от производителя, перемешивались и помещались в измерительные ячейки. Образец гипсовой штукатурной смеси соответствовал ГОСТ 31377-2008, а цементной – ГОСТ 33083-2014. Общее время измерений КДП образцов превышало 70 часов. За указанное время, согласно информации предоставленной производителем, предварительно увлажнённый образец должен полностью высохнуть.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ И ОБСУЖДЕНИЕ

Анализ данных о КДП, полученных в результате измерений показал, что в процессе высыхания диэлектрическая проницаемость всех образцов уменьшается. Данная зависимость объясняется уменьшением объёмной доли жидкой влаги, имеющей наибольшее значение КДП в смеси «штукатурная смесь – вода». Этот эффект наблюдается для данных, полученных для всех образцов при использовании любого из описанных методов (см. рисунок 2, 3).

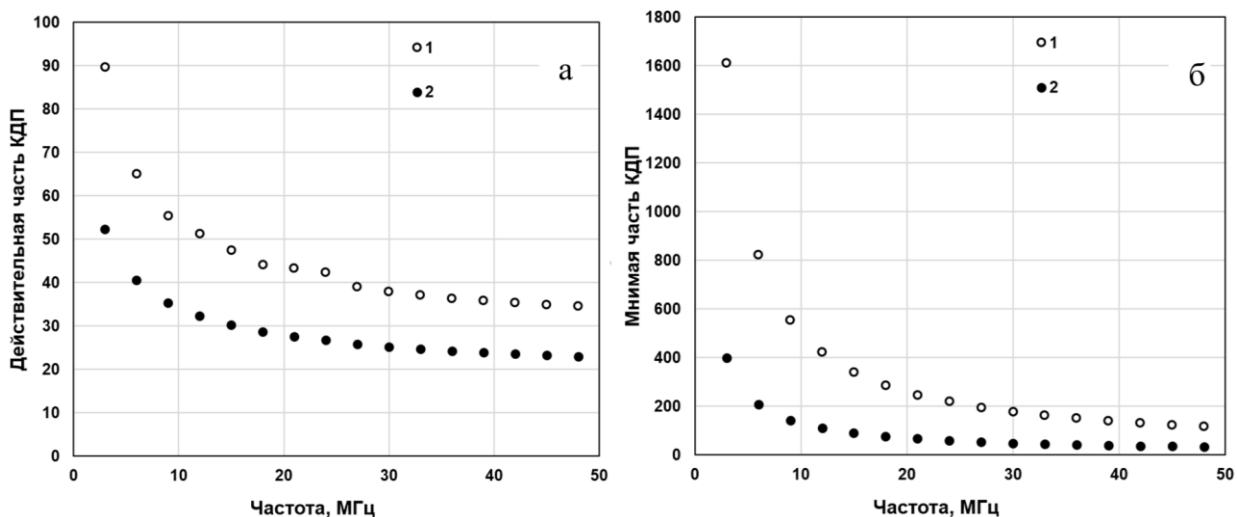


Рис. 2. Зависимость действительной (а) и мнимой (б) части КДП цементной штукатурки от частоты. 1 – данные на момент начала измерений, 2 – данные полученные через 70 часов. Коаксиальная ячейка.

С уменьшением частоты значения действияной и мнимой частей КДП увеличиваются, что объясняется низкочастотной релаксацией. Это явление обусловлено поляризационными процессами, происходящими на границе раздела «твёрдая

компоненты-жидкость». Отличия в механическом и минеральном составе гипсовой и цементной штукатурки также проявились в отличиях КДП образцов (см. рисунок 3,4). Образец гипсовой штукатурки отличается большими значениями действительной части КДП сразу после увлажнения, что связано с её мелкодисперсионной структурой. В образце цементной штукатурки присутствовал песок, что приводило к уменьшению количества связанный воды, а, следовательно, к меньшему влиянию релаксационных процессов, проявляющихся в меньших значениях действительной части КДП. По мере высыхания образцов отличия в значениях КДП двух образцов уменьшались и приближались к значениям, соответствующим КДП веществ, слагающих штукатурную смесь.

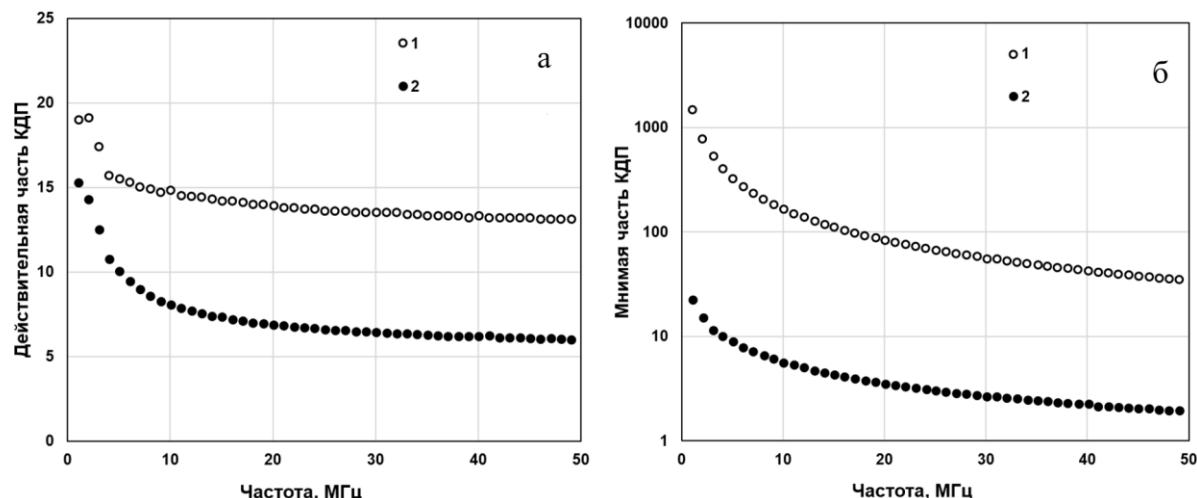


Рис. 3. Зависимость действительной (а) и мнимой (б) части КДП цементной штукатурки от частоты. 1 – данные на момент начала измерений, 2 – данные полученные через 70 часов. Ячейка (СПЛ)

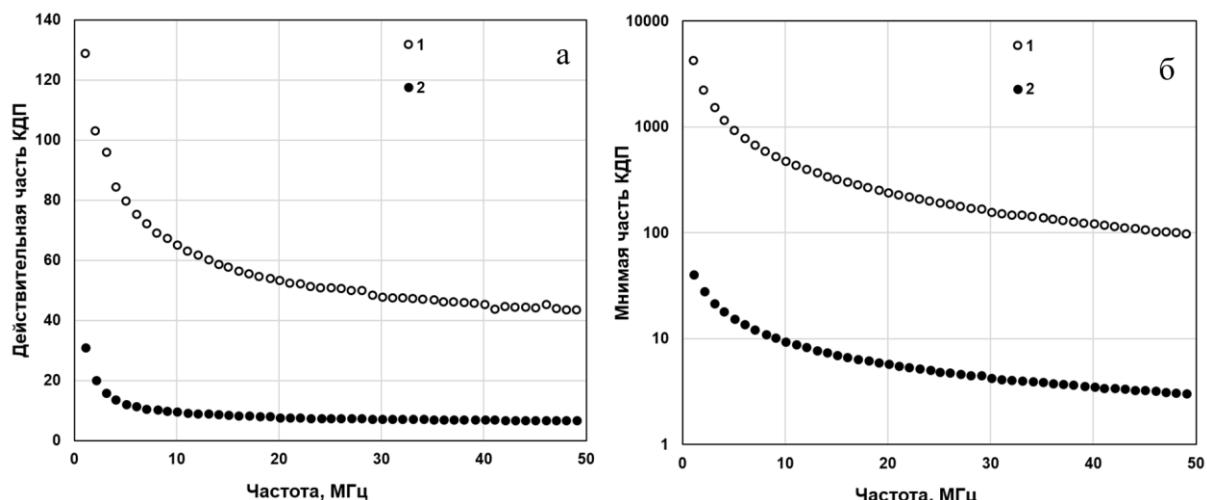


Рис. 4. Зависимость действительной (а) и мнимой (б) части КДП гипсовой штукатурки от частоты. 1 – данные на момент начала измерений, 2 – данные полученные через 70 часов. Ячейка (СПЛ)

Как можно видеть из данных, приведённых на рисунке 5б и 5в, КДП образцов в процессе высыхания уменьшалась. Однако для образца цементной штукатурки этот процесс носил немонотонный характер. По истечении 100 минут после начала наблюдений действительная и мнимая часть КДП образца цементной штукатурки достигла максимума, а затем начала монотонно уменьшаться. Это можно объяснить

процессами перераспределения влаги, обусловленных химическим связыванием воды и переходом части связанной влаги в свободную.

В то же время значения КДП образца гипсовой штукатурной смеси, измеренные разными методами, заметно отличаются. (см. рисунок 5а и 5б). Это обусловлено несколькими факторами. Во-первых, вблизи нижней границы диапазона частот, на котором велись измерения, погрешность определения КДП достигает максимальных значений. Во-вторых, в силу малого объёма коаксиальной ячейки, образец гипсовой штукатурки мог быть переувлажнён. В-третьих, процесс высыхания образца в коаксиальной ячейке не закончился, по причине его малой вентиляции.

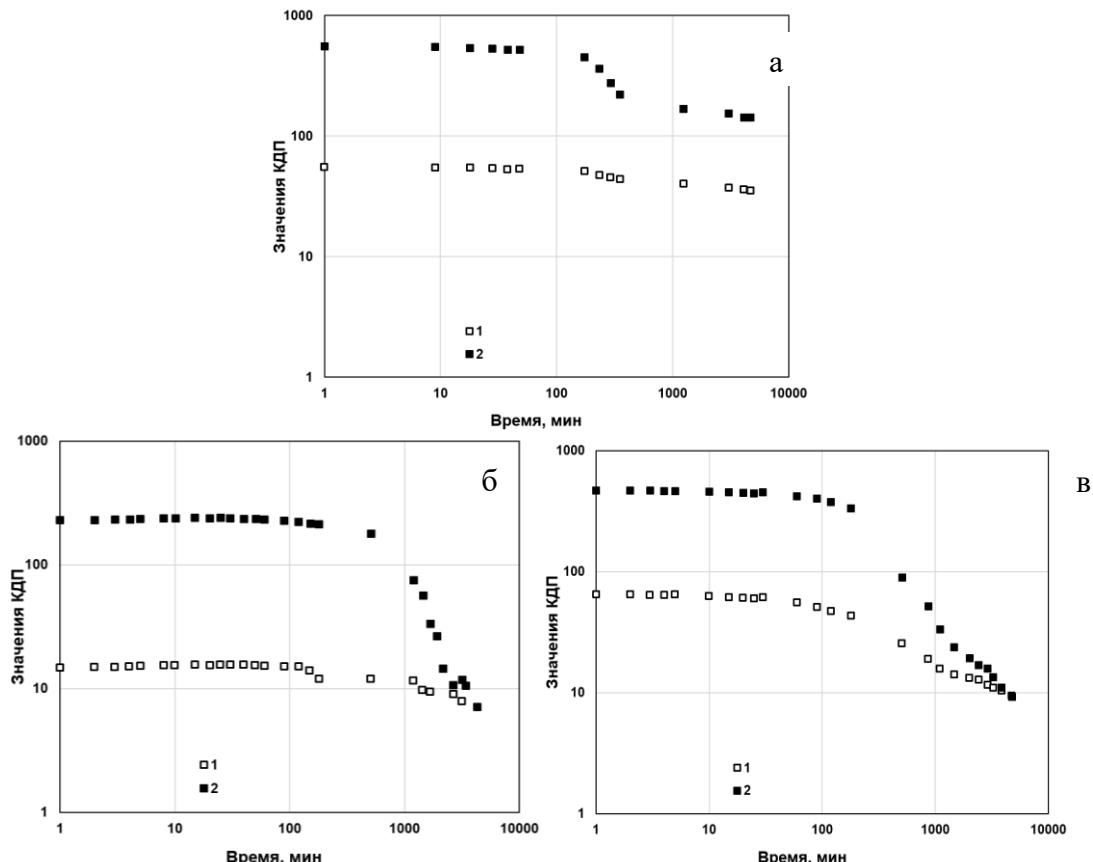


Рис. 5. Зависимость действительной (1) и мнимой (2) части КДП на частоте 10 МГц от времени, полученная в коаксиальной ячейке для гипсовой штукатурки (а) и в ячейке СПЛ для цементной (б) и гипсовой (в) штукатурки

Таким образом, проведённые измерения позволили определить диэлектрические характеристики двух образцов строительным на разных этапах отвердевания смеси, а также обосновать как особенности временного хода КДП образцов, так и отличия в значениях, полученных одномоментно.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведённых работ были полученные данные о диэлектрической проницаемости двух образцов строительных материалов. Обнаружены отличия диэлектрических характеристик двух образцов штукатурной смеси, обусловленные их механическим и минеральным составом. Дано объяснение временного хода диэлектрических характеристик образцов в процессе их высыхания. Полученные результаты могут найти применение при моделировании процесса взаимодействия электромагнитных волн КВ диапазона с искусственными материалами.

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: 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. Влияние строительных материалов и структур на распространение радиоволн на частотах выше приблизительно 100 МГц [URL:https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.2040-3-202308-I!!PDF-R.pdf](https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.2040-3-202308-I!!PDF-R.pdf) (дата доступа: 30.03.2025).
6. Bobrov P. P., Repin A. V., Rodionova O. V. Wideband Frequency Domain Method of Soil Dielectric Property Measurements // IEEE Trans. Geosci. RemoteSens. 2015. Vol. 53, No. 5. P. 2366–2372.
7. P.P. Bobrov, Y.A. Kostyukov, 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. Vliyanie stroitel'nykh materialov i struktur na rasprostraneniye radiovoln na chastotakh vyshe priblizitel'no 100 MHz [URL:https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.2040-3-202308-I!!PDF-R.pdf](https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.2040-3-202308-I!!PDF-R.pdf) (date access: 30.03.2025).
6. Bobrov P. P., Repin A. V., Rodionova O. V. Wideband Frequency Domain Method of Soil Dielectric Property Measurements // IEEE Trans. Geosci. RemoteSens. 2015. Vol. 53, No. 5. P. 2366–2372.
7. P.P. Bobrov, Y.A. Kostyukov, 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

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ХАРАКТЕРИСТИКИ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ ИЗ ДВУХ ПРОИЗВОЛЬНО ОРИЕНТИРОВАННЫХ ВИБРАТОРОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АЛГЕБРЫ КВАТЕРНИОНОВ

C. В. Землянский¹, С. Е. Мищенко²

¹Краснодарское высшее военное училище имени генерала армии С.М. Штеменко (КВВУ), Краснодар, Российская Федерация

²ФГУП «Ростовский научно-исследовательский институт радиосвязи» (РНИИРС), Ростов-на-Дону, Российская Федерация

Аннотация. Разработана методика расчета взаимных импедансов и объемных диаграмм направленности симметричных вибраторов, которые произвольно ориентированы в свободном пространстве. Предложенная методика опирается на аппарат кватернионов. Кватернионы и связанные с ними функции поворота использованы для расчета точек наблюдения и распределения поля, необходимых для определения взаимных импедансов. Проведено сопоставление результатов расчета взаимных импедансов с использованием предложенной методики с известными результатами. Проведено сравнение формируемых ДН с объемными ДН, получаемыми с использованием пакета моделирования вибраторных антенн MMANA.

Ключевые слова: симметричный вибратор; метод наводимых ЭДС; кватернионы; произвольная ориентация в пространстве; объемная диаграмма направленности.

CALCULATION METHOD THE DIRECTIONALITY CHARACTERISTICS OF AN ANTENNA FROM TWO ARBITRARY ORIENTED VIBRATORS USING QUATERNION ALGEBRA

S. V. Zemlyansky¹, S. E. Mishchenko²

¹Krasnodar Higher Military School named after Army General S.M. Shtemenko (KHMS), Krasnodar, Russian Federation

² Federal State Unitary Enterprise "Rostov Institute of Radio Communications", Rostov-on-Don, Russian Federation.

Abstract. A method has been developed for calculating mutual impedances and volumetric directivity patterns of symmetrical vibrators that are arbitrarily oriented in free space. The proposed method is based on the apparatus of quaternions. Quaternions and related ones functions are used to calculate the observation points and field distributions needed to determine mutual impedances. A comparison of the results of calculating mutual impedances using the proposed method with known results was carried out. A comparison of the generated radiation patterns with the volumetric radiation patterns obtained using the MMANA vibrator antenna modeling package is carried out.

Keywords: symmetrical vibrator; induced EMF method; quaternions; arbitrary orientation in space; volumetric radiation pattern.

1. ВВЕДЕНИЕ

В известной литературе, например [1-5], рассматриваются антенные системы, состоящие из множества взаимно ортогональных симметричных вибраторов, которые иногда называют «векторными антennами». В работах [1-3] векторный излучатель использовался для формирования нуля векторной ДН или заданной поляризации. Во всех перечисленных работах использовались взаимно ортогональные вибраторы, что

позволяет рассматривать нулевые взаимные импедансы вибраторов и упростить математическую модель антенны. В работах [4,5] рассматривалась модель биортогональной антенны, в которой антенная система состояла из пар турникетных вибраторных антенн, которые были развернуты друг относительно друга на угол 45° . Такое построение антенны использовалось для поляризационного подавления помех, однако в данных работах не учитывалось, что наличие ненулевых взаимных импедансов может оказывать влияние на эффективность (глубину) подавления помех. Использование сложных систем произвольно ориентированных вибраторов для формирования требуемой диаграммы направленности представляет интерес как при проектировании антенн, так и при решении различных задач поляризационного согласования систем или поляризационной обработки сигналов. При этом необходимо уметь оценивать ДН системы симметричных вибраторов с учетом их взаимного влияния.

Задача расчета взаимных импедансов для произвольно ориентированных в пространстве симметричных вибраторов методом наводимых ЭДС рассматривалась в монографии [6]. При этом для определения взаимных импедансов использовался строгий подход, основанный на решении уравнений Максвелла о возбуждении поля в ближней зоне симметричного вибратора, который располагался вдоль заданного орта декартовой системы координат. В соответствии с методом наводимых ЭДС взаимный импеданс рассчитывался с учетом предположения о синусоидальном распределении тока в вибраторах. В [7] приведены аналитические соотношения для составляющих напряженности поля вертикального симметричного вибратора в ближней зоне. Данное решение было использовано далее для изложения метода наводимых ЭДС и расчетных примеров. Аналитические соотношения из [7] в работе [8] использовались для расчета взаимных и собственных импедансов параллельных вибраторов при моделировании измерений в безэховой камере.

Интуитивно понятно, что упрощение задачи оценки характеристик для пары произвольно ориентированных в пространстве вибраторов связано с тем, что выбирается локальная система координат, в которой один из вибраторов ориентирован в пространстве произвольным образом, а положение и ориентация второго вибратора используются для получения точек наблюдения, например, в ближней зоне. Такой подход, на первый взгляд, требует введения нескольких систем координат и задания матриц аффинных преобразований смещения и поворота. Преобразования вращения могут быть заданы и при помощи кватернионов [9,10]. В монографии [9] была показана эквивалентность различных способов задания преобразований вращения. При этом использование алгебры кватернионов позволяет избежать манипуляций с постоянными преобразованиями координат. Фактически, для построения функции поворота в этом случае, необходимо определить вектор, относительно которого будет осуществляться вращение, угол и направление поворота, и два вектора, к которым будет применяться операция вращения. В данном случае можно считать, что такие пары будут образовывать векторы, задающие ориентацию вибраторов в составе антенны, и орты выбранной системы координат.

Цель работы состоит в разработке методики расчета характеристики направленности антенны, состоящей из двух симметричных вибраторов, произвольно ориентированных в пространстве.

Предлагаемая методика состоит из двух методов, первый из которых позволяет рассчитать матрицу сопротивлений вибраторов, а второй – векторную ДН антенны.

2. РАЗРАБОТКА МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВЗАИМНЫХ ИМПЕДАНСОВ

Введем декартову систему координат (ДСК) $Oxyz$ и свяжем с ней сферическую систему координат (ССК) $Or\theta\varphi$ таким образом, что

$$x = r\sin\theta\cos\varphi = r \cdot u_x; y = r\sin\theta\sin\varphi = r \cdot u_y; z = r\cos\theta = r \cdot u_z. \quad (1)$$

Здесь $\mathbf{u}(\theta, \varphi) = (u_x, u_y, u_z)$ – вектор направляющих косинусов.

Рассмотрим antennу, состоящую из двух симметричных электрических вибраторов, каждому из которых соответствует набор параметров: l_m – длина плеча; I_m – комплексная амплитуда возбуждения, (θ_m, φ_m) – азимут и угол места, характеризующие пространственную ориентацию вибратора; $\mathbf{q}_m = (x_m, y_m, z_m)$ – положение фазового центра $m = 1, 2$. В рассматриваемой ДСК координаты точек вдоль вибраторов можно представить в виде

$$\mathbf{p}_m(r) = \mathbf{q}_m + r \cdot (\sin\theta_m \cos\varphi_m, \sin\theta_m \sin\varphi_m, \cos\theta_m), r \in [-l_m, l_m]. \quad (2)$$

Требуется построить векторную ДН антенны с учетом взаимного влияния вибраторов.

В соответствии с [7] составляющие вектора напряженности электрического поля, возбуждаемого вертикальным электрическим вибратором с синусоидальным распределением тока, могут быть записаны в виде:

$$E_x(\mathbf{p}) = E_\rho(\mathbf{p}) \cos(\varphi); E_y(\mathbf{p}) = E_\rho(\mathbf{p}) \sin(\varphi); \quad (3)$$

$$E_z(\mathbf{p}) = -\frac{jWI_0}{4\pi\sin kl} \left(\frac{\exp(-jkR_1(\mathbf{p}, \mathbf{q}))}{R_1(\mathbf{p}, \mathbf{q})} + \frac{\exp(-jkR_2(\mathbf{p}, \mathbf{q}))}{R_2(\mathbf{p}, \mathbf{q})} - 2\cos(kl) \frac{\exp(-jkR_0(\mathbf{p}, \mathbf{q}))}{R_0(\mathbf{p}, \mathbf{q})} \right); \quad (4)$$

где

$$\begin{aligned} E_\rho(\mathbf{p}) = & \frac{jWI_0}{4\pi\rho(\mathbf{p}, \mathbf{q}) \sin kl} \left(\frac{\exp(-jkR_1(\mathbf{p}, \mathbf{q}))}{R_1(\mathbf{p}, \mathbf{q})} (z - z' - l) + \right. \\ & \left. + \frac{\exp(-jkR_2(\mathbf{p}, \mathbf{q}))}{R_2(\mathbf{p}, \mathbf{q})} (z - z' + l) - 2\cos(kl) \frac{\exp(-jkR_0(\mathbf{p}, \mathbf{q}))}{R_0(\mathbf{p}, \mathbf{q})} (z - z') \right); \end{aligned} \quad (5)$$

$\mathbf{p} = (x, y, z)$ – точка наблюдения; $\varphi = \arg(x + jy)$; W – волновое сопротивление среды; I_0 – амплитуда тока в вибраторе; $k = 2\pi / \lambda$ – волновое число (коэффициент фазы); l – длина плеча вибратора, с фазовым центром в точке $\mathbf{q} = (x', y', z')$;

$$\rho(\mathbf{p}, \mathbf{q}) = \sqrt{(x - x')^2 + (y - y')^2}; R_0(\mathbf{p}, \mathbf{q}) = \sqrt{\rho^2(\mathbf{p}, \mathbf{q}) + (z - z')^2}; \quad (6)$$

$$R_1 = \sqrt{\rho^2(\mathbf{p}, \mathbf{q}) + (z - z' - l)^2}; R_2 = \sqrt{\rho^2(\mathbf{p}, \mathbf{q}) + (z - z' + l)^2}. \quad (7)$$

Выражения (3)-(7) применимы как в ближней, так и в дальней зоне. Следовательно, их можно использовать как для определения матрицы сопротивлений, так и для построения ДН. Отметим, что для построения ДН существуют более простые соотношения, которые также приведены в [7]. Рассмотрим применение выражений (3)-(7) для определения матрицы сопротивлений рассматриваемой антенны, состоящей из двух вибраторов, которые произвольно ориентированы в пространстве.

Для решения данной задачи методом наводимых ЭДС сначала требуется при помощи выражений (3)-(7) найти распределение поля, возбуждаемого первым вибратором, вдоль второго вибратора. Если такая компонента поля $E_{12}(\mathbf{p})$ найдена, то взаимное сопротивление определяется по формуле [9,10]

$$Z_{12} = -\frac{1}{I_{01}^* I_{02}} \int_{-l_2}^{l_2} E_{12}(r) I_{z2}^*(r) dr. \quad (8)$$

Здесь I_{01}, I_{02} – комплексные амплитуды токов в первом и втором вибраторах; $*$ – символ комплексного сопряжения; $I_{z2}(r) = \sin(k \cdot (l - |r|))$ – распределение тока вдоль второго вибратора ($r \in [-l_2, l_2]$).

С учетом выражений (6) и (7) для первого вибратора должны быть заданы координаты трех точек: фазового центра и двух концов вибратора, а для второго – множество точек \mathbf{p}_2 , расположенных вдоль вибратора. Поскольку выражения (3)-(7) предполагают, что возбуждаемый синусоидальным током первый вибратор является вертикальным, то для их использования необходимо выполнить соответствующие преобразования координат, относящихся ко второму вибратору. Выполним данные преобразования, используя алгебру кватернионов [9].

Каждый кватернион представляет собой упорядоченную пару (c, \mathbf{v}) скаляра c и вектора \mathbf{v} . Алгебра кватернионов определяет основные операции и свойства кватернионов и может быть дополнена преобразованием вращения [9].

Рассмотрим преобразования вращений орта \mathbf{i}_z и пары векторов единичной длины, сонаправленных с рассматриваемыми вибраторами, проходящими через начало координат и орты декартовой системы координат. Векторы единичной длины несложно получить с использованием формулы

$$\mathbf{v}_m = \frac{\mathbf{p}_m(l_m) - \mathbf{q}_m}{l_m}. \quad (9)$$

Скалярное произведение орта \mathbf{i}_z и вектора \mathbf{v}_1 позволяют вычислить угол между ними, а векторное произведение – позволяет найти вектор \mathbf{v}_3 , который ортогонален паре векторов $\mathbf{i}_z, \mathbf{v}_1$, т.е.

$$\alpha_1 = \arccos(\mathbf{i}_z \cdot \mathbf{v}_1) = \arccos(v_{13}); \quad (10)$$

$$\mathbf{v}_3 = \frac{\mathbf{i}_z \times \mathbf{v}_1}{|\mathbf{i}_z \times \mathbf{v}_1|} = \frac{-\mathbf{i}_x v_{12} + \mathbf{i}_y v_{11}}{\sqrt{v_{12}^2 + v_{11}^2}}. \quad (11)$$

Чтобы преобразовать вектор \mathbf{v}_1 в вектор \mathbf{i}_z , необходимо выполнить операцию вращения вокруг вектора \mathbf{v}_3 на угол α_1 . В этом случае положительным направлением вращения считается в случае, если из конца вектора, вокруг которого производится вращение, поворот осуществляется против часовой стрелки. Вектор \mathbf{v}_3 дополняет пару векторов до правой тройки. Поскольку векторы имеют единичную длину, то результат поворота вектора \mathbf{v}_1 известен: он совпадет с ортом ДСК \mathbf{i}_z . В связи с этим, чтобы получить точки наблюдения вдоль второго вибратора, выполним поворот вектора \mathbf{v}_2 по формуле

$$(0, \mathbf{p}_2(r)) = r \cdot (\mathbf{r}_1 \circ (0, \mathbf{v}_2) \circ \mathbf{r}_1^{-1}) + (0, \mathbf{q}_2) - (0, \mathbf{q}_1) = r \cdot (0, \mathbf{v}_2) + (0, \mathbf{q}_2) - (0, \mathbf{q}_1) \quad (12)$$

где \circ обозначает произведение кватернионов; \mathbf{r}_1^{-1} – обратный кватернион;

$$\mathbf{r}_1 = \left(\cos \frac{\alpha_1}{2}, -\sin \frac{\alpha_1}{2} \cdot \mathbf{v}_3 \right). \quad (13)$$

Следует отметить, что обратный кватернион единичной длины получают путем изменения знака векторной части исходного кватерниона, т.е.

$$\mathbf{r}_1^{-1} = \left(\cos \frac{\alpha_1}{2}, \sin \frac{\alpha_1}{2} \cdot \mathbf{v}_3 \right). \quad (14)$$

После вычисления распределения поля по формулам (2)-(7) в каждой точке наблюдения вдоль второго избиратора будут найдены компоненты вектора напряженности поля $\mathbf{E}(\mathbf{p}_2(r))$, соответствующие исходной ДСК. Для вычисления взаимных импедансов требуется найти проекцию вектора напряженности поля на второй избиратор. Для выполнения данной операции найдем угол α_2 между ортом \mathbf{i}_z и вектором \mathbf{v}_2 , а также вектор \mathbf{v}_4 , который ортогонален соответствующим орту и вектору. Эти действия выполним по формулам вида (10) и (11)

$$\alpha_2 = \arccos(\mathbf{i}_z \cdot \mathbf{v}_2) = \arccos v_{23}; \mathbf{v}_4 = \frac{\mathbf{i}_z \times \mathbf{v}_2}{|\mathbf{i}_z \times \mathbf{v}_2|}. \quad (15)$$

С учетом введенных обозначений искомая продольная проекция вектора напряженности поля вдоль второго избиратора определяется по формуле

$$E_{12}(r) = (\mathbf{r}_2 \circ (0, \mathbf{E}(r)) \circ \mathbf{r}_2^{-1})_4, \quad (16)$$

где

$$\mathbf{r}_2 = \left(\cos \frac{\alpha_2}{2}, \sin \frac{\alpha_2}{2} \cdot \mathbf{v}_4 \right). \quad (17)$$

Как видно из (17), направление вращения является положительным в отличие от (13).

Результаты расчета по формулам (16) и (17) должны быть подставлены в (8), что позволяет найти взаимный импеданс произвольно ориентированных избираторов.

Вычисление собственных сопротивлений с использованием выражений (2)-(7) не требует выполнения преобразований вращения. В этом случае достаточно оценить продольную составляющую вектора напряженности поля по формуле (4) в точках наблюдения с координатами $\mathbf{p}_2(r) = (a, 0, r)$, где a – радиус избиратора; $r \in [-l_2, l_2]$.

После вычисления собственных и взаимных импедансов будет сформирована матрица сопротивлений \mathbf{Z} . Для рассматриваемой в работе антенны данная матрица имеет размер 2×2 , на ее главной диагонали размещены собственные импедансы избираторов, а внедиагональные соответствуют взаимным импедансам Z_{12} и Z_{21} , рассчитанным для пар избираторов.

3. РАЗРАБОТКА МЕТОДА РАСЧЕТА ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ИЗБРИТОРНОЙ АНТЕННЫ

Рассмотрим теперь решение второй поставленной задачи, состоящей в определении векторной ДН антенны, состоящей из произвольно ориентированных избираторов. Векторная ДН рассматриваемой антенны $(0, \mathbf{F}(\theta, \varphi))$ из двух произвольно ориентированных избираторов в ССК $Or\theta\varphi$ в общем случае содержит две ненулевые компоненты $F_\theta(\theta, \varphi), F_\varphi(\theta, \varphi)$ и нулевую радиальную составляющую $F_r(\theta, \varphi) = 0$.

Для формирования ДН избиратора обычно вводят локальную систему координат избиратора $Ox'y'z'$ и связанную с ней ССК $Or'\theta'\varphi'$ таким образом, что имеется лишь одна ненулевая компонента $f_z(\theta')$, которая не зависит от азимутальной координаты:

$$f_z(\theta', \varphi') = \frac{\cos(kl_z \cdot \cos\theta') - \cos(kl_z)}{1 - \cos^2\theta'}. \quad (18)$$

В выражении (18) используется координата θ' , которая должна быть исключена при построении ДН в ССК $Or\theta\varphi$. Пусть ориентация координатной оси Oz' совпадает с ориентацией вектора \mathbf{v}_m при $m=1$ или $m=2$, а направление точки наблюдения задает вектор направляющих косинусов $\mathbf{u}(\theta, \varphi)$, заданный в ССК $Or\theta\varphi$. В этом случае имеем:

$$\cos\theta' = \mathbf{v}_m \cdot \mathbf{u}(\theta, \varphi); \sin\theta' = \sqrt{1 - (\mathbf{v}_m \cdot \mathbf{u}(\theta, \varphi))^2}; \theta' \in [0, \pi]. \quad (19)$$

С учетом (19) выражение для ненулевой составляющей векторной ДН можно представить в виде

$$f_{zm}(\theta, \varphi) = \frac{\cos(kl_z \mathbf{v}_m \cdot \mathbf{u}(\theta, \varphi)) - \cos kl_z}{1 - (\mathbf{v}_m \cdot \mathbf{u}(\theta, \varphi))^2}. \quad (20)$$

В локальной системе координат, как видно из (18), от нуля отличается только одна составляющая векторной ДН вибратора, которую надо спроектировать на орты сферической системы координат. В общей системе координат положения ортов ССК $Or\theta\varphi$ зависят от углов наблюдения:

$$\mathbf{i}_r = \mathbf{i}_x \cdot \sin\theta \cos\varphi + \mathbf{i}_y \cdot \sin\theta \sin\varphi + \mathbf{i}_z \cdot \cos\theta; \quad (21)$$

$$\mathbf{i}_\theta = \mathbf{i}_x \cdot \cos\theta \cos\varphi + \mathbf{i}_y \cdot \cos\theta \sin\varphi - \mathbf{i}_z \cdot \sin\theta; \quad (22)$$

$$\mathbf{i}_\varphi = -\mathbf{i}_x \cdot \sin\varphi + \mathbf{i}_y \cdot \cos\varphi + \mathbf{i}_z \cdot 0. \quad (23)$$

Найдем скалярные произведения между векторами \mathbf{v}_m и ортами $\mathbf{i}_\theta, \mathbf{i}_\varphi$. Это позволит записать составляющие векторных ДН вибраторов в общей ССК в виде

$$f_{\theta m}(\theta, \varphi) = f_{zm}(\theta, \varphi) \cdot (\mathbf{v}_m \cdot \mathbf{i}_\theta(\theta, \varphi)); \quad (24)$$

$$f_{\varphi m}(\theta, \varphi) = f_{zm}(\theta, \varphi) \cdot (\mathbf{v}_m \cdot \mathbf{i}_\varphi(\theta, \varphi)). \quad (25)$$

С учетом выражений (24) и (25) суммарная векторная ДН будет иметь вид

$$F_\gamma(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^2 A_n \sum_{m=1}^2 Z_{n,m} \cdot f_{\gamma m}(\theta, \varphi) \cdot \exp(jk \mathbf{q}_m^T \mathbf{u}(\theta, \varphi)), \quad (26)$$

где $A_{1,2}$ – комплексная амплитуда ЭДС возбуждения первого или второго вибратора соответственно; $\gamma = \theta, \varphi$.

Предложенные методы, используемые совместно для решения задачи расчета характеристики направленности вибраторной антенны, образуют предлагаемую методику. Данная методика отличается от известных использованием алгебры кватернионов для вычисления взаимных импедансов симметричных вибраторов, а также преобразованием составляющих векторной ДН, найденных в локальной системе координат в общую координатную систему. Очевидно, что выражение (26) несложно откорректировать в случае, если антenna состоит не из двух, а из большего числа вибраторов. Предложенную методику несложно использовать и в случае более сложных моделей излучателей, для которых имеются выражения, описывающие компоненты векторной ДН в локальной системе координат.

4. ПРОВЕРКА РАБОТОСПОСОБНОСТИ МЕТОДИКИ

Проверка работоспособности предлагаемой методики состояла из двух этапов. На первом этапе проводилось сопоставление с известными результатами расчета взаимных импедансов двух параллельных вибраторов и вибраторов, расположенных под углом друг к другу и приведенных в [6,7]. Некоторые результаты сопоставления, соответствующие взаимным поворотам вибраторов, представлены в таблице 1.

В таблице 1 приведены результаты сопоставления полученных нами результатов расчета импедансов при вращении одного из вибраторов вокруг оси Ox декартовой системы координат при том, что координаты фазового центра первого вибратора были заданы в системе координат $Oxyz$ кватернионом $(0, 0, 0, 0)$, а второго $(0, \lambda, 0, 0)$. Взаимные импедансы рассчитаны в соответствии с выражениями для напряженности поля, приведенными в [6] при синусоидальном распределении тока в вибраторе. На рис. 1.21 в [6] приведены зависимости активной и реактивной составляющих взаимного импеданса. Из сопоставления результатов расчета, представленных в таблице 2, с рис. 1.21 в [6], следует, что имеющиеся численные расхождения можно считать несущественными, поскольку метод наводимых ЭДС является приближенным, а в монографии [6] используются соотношения для расчета распределения тока и поля, отличающиеся от [7], использованных в работе.

Таблица 1. Оценки взаимных импедансов при поворотах вибраторов и смещении вибраторов

Угол, град	0	10	20	30	40
Расчет, Ом	$4.00 + 17.69j$	$3.95 + 17.44j$	$3.78 + 16.68j$	$3.49 + 15.42j$	$3.11 + 13.69j$
[9], Ом	$4.01 + 17.74j$	$3.88 + 17.39j$	$3.51 + 16.35j$	$2.96 + 14.74j$	$2.34 + 12.67j$
Угол, град	50	60	70	80	90
Расчет, Ом	$2.63 + 11.54j$	$2.06 + 9.01j$	$1.41 + 6.18j$	$0.72 + 3.14j$	0
[9], Ом	$1.72 + 10.31j$	$1.16 + 7.78j$	$0.70 + 5.19j$	$0.33 + 2.59j$	0

Во всех рассмотренных в ходе проверки случаях, оценки взаимных импедансов совпадали с достаточно высокой точностью. При сравнении с результатами [6] имеются некоторые количественные расхождения, что обусловлено тем, что в [6] использовалась более строгая модель тока в вибраторе. В то же время качественное поведение зависимостей активной и реактивной частей сопротивления во всех случаях идентично. Это позволяет сделать вывод о том, что расчет взаимных импедансов с использованием алгебры кватернионов возможен и эффективен как с точки зрения построения сложных моделей антенн, так и с точки зрения адекватности получаемых оценок взаимных импедансов.

В качестве примера рассмотрим построение ДН антенны, состоящей из двух симметричных полуволновых вибраторов радиуса 0.01λ . Геометрия задачи приведена на рис. 1.

На рис. 1 вибраторы обозначены цифрами 1 и 2. Фазовые центры вибраторов смещены относительно начала координат на $\lambda/4$. При этом первый вибратор смещен вдоль оси Ox , а второй – вдоль оси Oy . Первый вибратор повернут в плоскости xOz на угол $\theta_1 = 30^\circ$, а второй – в плоскости zOy на угол $\theta_2 = 45^\circ$. Взаимный импеданс вибраторов равен $8.39 + 27.38j$ Ом.

Сформированная ДН сравнивалась с ДН, полученной в известном пакете моделирования MMANA [11]. При формировании ДН рассматривались варианты с поочередным возбуждением вибраторов и при одновременном возбуждении вибраторов. На рис. 2 приведены ДН, полученные при возбуждении первого вибратора. На левом поле ДН рассчитана с использованием предложенной методики, на правом – с помощью программы MMANA.

На рис. 3 представлены ДН, рассчитанные при синфазном возбуждении обоих вибраторов. Обозначения полей аналогичны введенным на рис. 3 и 4.

Представленные результаты расчета ДН разными методами хорошо коррелируют друг с другом, что подтверждает работоспособность предложенной методики.

Естественно, что программа MMANA рассчитана на решение более широкого класса задач. Однако предложенный подход на основе аппарата кватернионов демонстрирует возможность использования целого ряда известных решений осесимметричных задач для получения диаграмм направленности и диаграмм рассеяния системы подобных объектов.

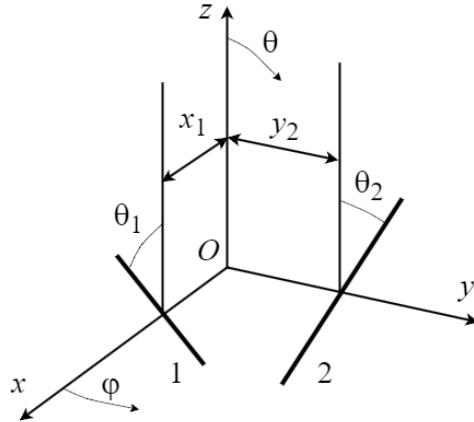


Рис. 1. Геометрия вибраторной антенны

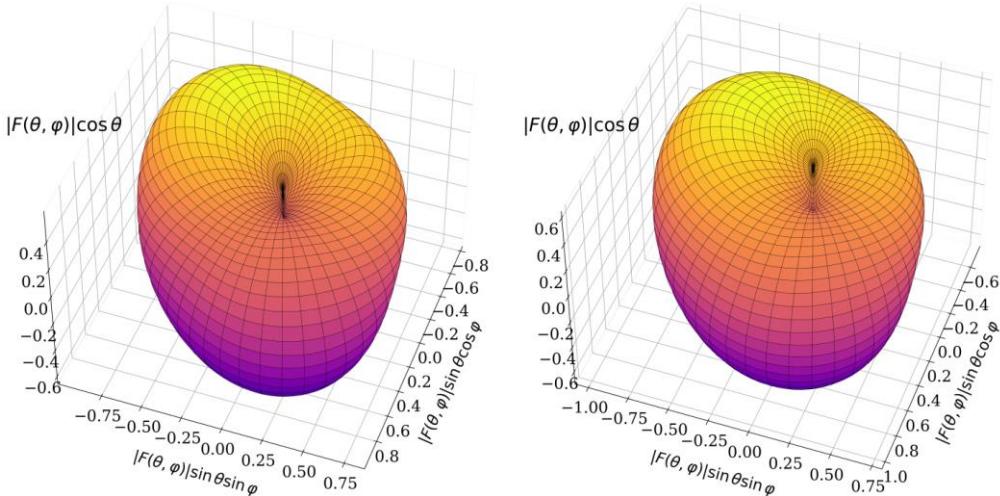


Рис. 2. ДН первого вибратора, рассчитанные с использованием предлагаемой методики (левое поле) и программы MMANA (правое поле)

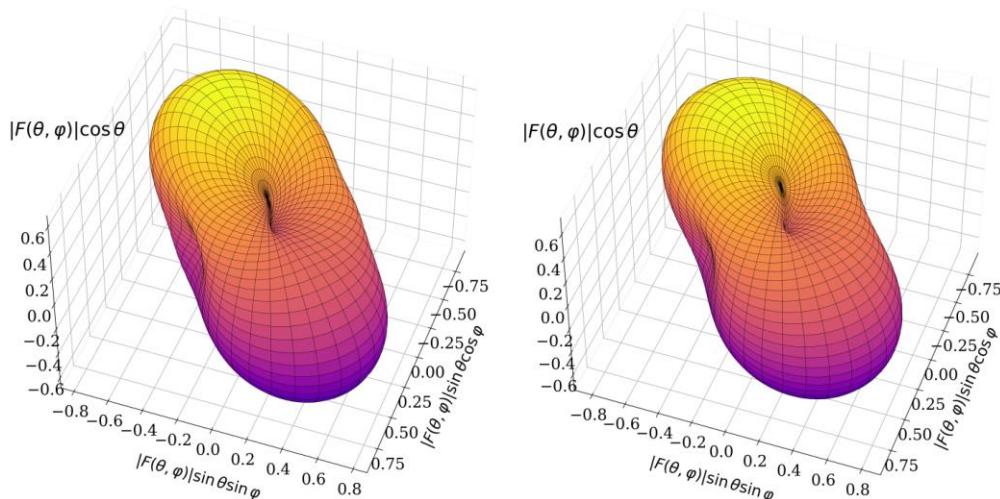


Рис. 3. ДН синфазного возбуждения вибраторов, рассчитанные с использованием предлагаемой методики (левое поле) и программы MMANA (правое поле)

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, предлагаемая методика расчета характеристики направленности антенной системы, состоящей из пары произвольно ориентированных в пространстве симметричных вибраторов, основана на использовании двух известных в теории антенн соотношений для расчета напряженности поля в ближней зоне вертикального симметричного вибратора и ДН вибратора [11], но отличается использованием алгебры кватернионов. Применение алгебры кватернионов позволяет отказаться от расчета проекций векторных потенциалов поля вдоль вибраторов перед вычислением напряженностей полей в ближней и дальней зоне и сделать все преобразования координат более наглядными. Фактически, для реализации всех преобразований вращения требуется только определить угол между двумя векторами, единичный вектор, ортогональный рассматриваемой паре векторов, а также направление поворота.

Проведенные численные исследования подтвердили корректность и работоспособность предложенной методики и продемонстрировали, что в частных случаях расчет векторной ДН, взаимных и собственных импедансов хорошо коррелирует с результатами, полученными в известных работах другими авторами.

ЛИТЕРАТУРА

1. Габриэльян Д. Д., Мищенко С. Е., Шацкий В. В. Антenna. RU 2098898 C1, заяв. 13.04.1994, опубл. 10.12.1997.
2. Землянский С. В., Мищенко Е. Н., Мищенко С. Е., Шацкий В. В. Антenna. RU 2268520 C1, заяв. 28.06.2004, опубл. 20.01.2006.
3. Колесников В. В., Мищенко С. Е., Шацкий В. В., Шацкий Н. В. Антenna. RU 2393597 C1, заяв. 02.06.2009, опубл. 27.06.2010.
4. Землянский С. В., Мищенко С. Е., Шацкий В. В. Алгоритм поляризационной компенсации помех при использовании биортогональных антенн // Излучение и рассеяние электромагнитных волн ИРЭМВ – 2009 : труды Международной научной конференции, 26 июня - 2 июля, г. Таганрог - п. Дивноморское, 2009 г. – Таганрог: ТТИ ЮФУ, 2009. – С. 94 - 98.
5. Землянский С. В., Мищенко Е. Н., Мищенко С. Е., Шацкий В. В. Способ подавления помех при приеме электромагнитной волны круговой поляризации биортогональной антенной системой. RU 2368041 C1, заяв. 24.03.2008, опубл. 20.09.2009.
6. Лавров Г. А. Взаимное влияние вибраторных антенн. М: Радио, 1986. – 128 с.
7. Марков Г. Т., Сазонов Д. М. Антенны. Учебник для студентов радиотехнических специальностей вузов. Изд. 2-е, перераб. и дополненное. – М: Энергия, 1975. – 341 с.
8. Атрохов В. Н., Литвинов А. В., Мищенко С. Е., Шацкий В. В. Математическая модель измерительного комплекса для определения внешних параметров вибраторных активных фазированных антенных решеток в ближней зоне. // Журнал радиоэлектронники [электронный журнал], 2021, № 4, doi: 10.30898/1684-1719.2021.4.2.
9. Бранец В. Н., Шмыглевский И. П. Применение кватернионов в задачах ориентации твердого тела. М.: Наука, 1973. – 320 с.
10. Башлы П. Н., Мищенко С. Е. Методика расчета векторной диаграммы направленности антенны на основе алгебры кватернионов. // Успехи современной радиоэлектроники, 2024, т. 78, № 6. – С. 81-83, doi: 10.18127/20700784-202406-05.
11. Гончаренко И. В. Антенны КВ и УКВ. Часть 1. Компьютерное моделирование. ММАНА. – М.: ИП РадиоСофт, Журнал «Радио», 2004. –128с.

REFERENCES

1. Gabrielyan D. D., Mishchenko, S. E., Shatsky, V. V. Antenna. RU 2098898 C1, stated. 13.04.1994, publ. 10.12.1997.
2. Zemlyansky, S. V., Mishchenko, E. N., Mishchenko, S. E., Shatsky, V. V. Antenna. RU 2268520 C1, stated. 28.06.2004, publ. 20.01.2006.
3. Kolesnikov, V. V., Mishchenko, S. E., Shatsky, V. V., Shatsky, N. V. Antenna. RU 2393597 C1, stated. 02.06.2009, publ. 27.06.2010.
4. Zemlyansky, S. V., Mishchenko, S. E., Shatsky, V. V. Algorithm for polarization compensation of interference when using biorthogonal antennas. // Radiation and scattering of electromagnetic waves RSEMW - 2009: proceedings of the International scientific conference, June 26 - July 2, Taganrog - Divnomorskoye, 2009. – Taganrog: TTI SFU, 2009. – Pp. 94 - 98.
5. Zemlyansky, S. V., Mishchenko, E. N., Mishchenko, S. E., Shatsky, V. V. Method for suppressing interference when receiving an electromagnetic wave of circular polarization by a biorthogonal antenna system. RU 2368041 C1, stated. 24.03.2008, publ. 20.09.2009.
6. Lavrov, G. A. Mutual influence of vibrator antennas. M: Radio, 1986. – 128 p.
7. Markov, G. T., Sazonov, D. M. Antennas. Textbook for students of radio engineering specialties of higher education institutions. 2nd ed., revised and supplemented. – M: Energiya, 1975. – 341 p.
8. Atrokhov, V. N., Litvinov, A. V., Mishchenko, S. E., Shatsky, V. V. Mathematical model of a measuring complex for determining the external parameters of vibrator active phased antenna arrays in the near field. // Journal of Radio Electronics [electronic journal], 2021, No. 4, doi: 10.30898/1684-1719.2021.4.2.
9. Branets, V. N., Shmyglevsky, I. P. Application of quaternions in problems of rigid body orientation. M: Science, 1973. – 320 p.
10. Bashly, P. N., Mishchenko, S. E. Methodology for calculating the vector radiation pattern of an antenna based on the algebra of quaternions. // Advances in modern radio electronics, 2024, Vol. 78, No. 6. – Pp. 81-83, doi: 10.18127/20700784-202406-05.
11. Goncharenko, I. V. HF and VHF antennas. Part 1. Computer modeling. MMANA. – M: IP RadioSoft, Shop "Radio", 2004. –128 p.

МОДЕЛИРОВАНИЕ АНТЕННЫ КВ ДИАПАЗОНА МАЛЫХ РАЗМЕРОВ

С.В. Шахтанов¹, М.Н. Окунева²

¹Нижегородский государственный инженерно-экономический университет (НГИЭУ),
Княгинино Нижегородской области, Россия

²Нижегородский филиал ПАО «Ростелеком», Нижний Новгород, Россия

Аннотация. Представлены результаты моделирования антенны круговой поляризации средней части коротковолнового диапазона (КВ) 6 – 9 МГц. Проанализированы основные характеристики в предложенном конструктивном исполнении плоской спиральной антенны. Целью моделирования является определение возможных конструктивных параметров антенны КВ диапазона для приёма сигнала в стеснённых условиях.

Ключевые слова. Спиральная антenna, круговая поляризация, коротковолновый диапазон, коэффициент стоячей волны (КСВ), входное сопротивление.

MODELING OF SMALL-SIZE HF ANTENNA

S.V. Shakhtanov¹, M.N. Okuneva²

¹Nizhny Novgorod State University of Engineering and Economics (NGIEU), Knyaginino,
Nizhny Novgorod Region, Russia

²Nizhny Novgorod branch of PJSC Rostelecom, Nizhny Novgorod, Russia

Abstract. The article presents the results of modeling a circularly polarized antenna for the middle part of the shortwave (HF) range of 6 – 9 MHz. The main characteristics of the proposed design of a flat helical antenna are analyzed. The purpose of modeling is to determine the possible design parameters of a HF antenna for signal reception in cramped conditions.

Key words. Helical antenna, circular polarization, shortwave range, standing wave ratio (SWR), input impedance.

1. ВВЕДЕНИЕ

Приём сигналов коротковолнового диапазона в стеснённых условиях достаточно часто вызывает определённые затруднения из-за невозможности установки резонансных антенн с размерностью до десятков метров, особенно с учётом диаграммы направленности. К данным условиям относятся районы плотной городской застройки, лесные массивы и сильно пересечённая местность [1, 3, 9]. Использование антенн бегущей волны данного диапазона становится априори не применимы из-за их значительных линейных размеров до сотен метров, не смотря на стабильные характеристики подобных антенн по широкому частотному диапазону и входному сопротивлению [4, 11].

Компромиссные варианты КВ антенн, с использованием различного рода удлиняющих катушек и укорачивающих конденсаторов, не всегда приемлемы по условиям применения [7, 9, 10]. В силу указанных причин, авторы провели моделирование двух разных конструкций спиральных антенн КВ диапазона.

Спиральные антенны широко используются в верхней части УКВ и в СВЧ диапазонах, особенно в дальней космической связи, в условиях которой вектор поляризации стремится к изменению исходной линейной поляризации. Данный тип

антенн обладает неплохими характеристиками и приемлемыми размерами при условии достаточно большой длине спирали [2, 5, 10, 12].

2. КОНСТРУКЦИЯ АНТЕННЫ

Для КВ диапазона подобные конструкции спиральных антенн не приемлемы опять же из-за больших линейных размеров. В основу разработки был положен принцип сохранения стандартных резонансных свойств антенн данного диапазона при условии изменения их внешних линейных размеров за счёт скручивания плеч полуволновых вибраторов в плоскую Архимедову спираль с сохранением линейных размеров самого полуволнового вибратора [4, 11].

В качестве материала антенны были использованы радиочастотные кабели РК-75 внешним диаметром 7,5 мм и 4,5 мм с экраном из медножильной оплётки, которая собственно и составила полотно вибраторов антенны.

Расчёт размеров спирали антенн проводился с использованием одного из известных математических калькуляторов по заданным известным размерам: длина плеча вибратора, внутренний диаметр спирали, шаг спирали. Расчёты параметрами являются число витков и внешний диаметр [6, 8].

Рабочей частотой антенны была определена частота 6,5 МГц, что определило длину плеча антенны 11,5 м. Внутренний диаметр спирали был выбран исходя из конструктивных соображений по удобствам подключения фидера питания. Шагом спирали является толщина применяемого в конструкции фидера.

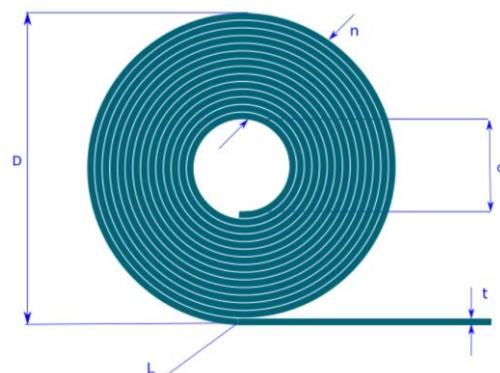
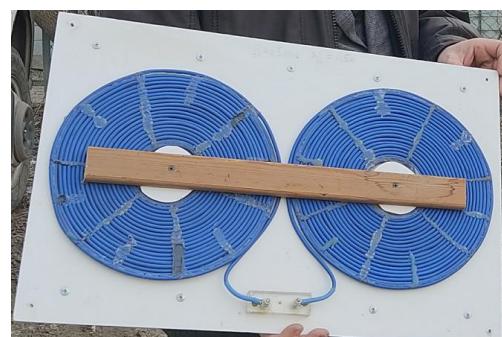


Рис. 1. Параметры Архимедовой спирали.

В качестве рассматриваемой конструкции были изготовлены две спиральные плоские антенны: двухзаходная односторонняя симметричная антenna №1 из кабеля РК-75 внешним диаметром 7,5 мм (Рис. 2а) и однозаходная антenna №2 из кабеля РК-75 внешним диаметром 4,5 мм (Рис. 2в) из двух разнонаправленных спиралей. Габаритные размеры антенн приведены в таблице 1.



а



в

Рис. 2. Двухзаходная антenna №1 (а) и однозаходная антenna №2 (в).

Таблица 1. Габаритные размеры антенн

	Рабочая частота, МГц	Длина плеча, м	Внутренний диаметр, см	Наружный диаметр, см	Количество витков, шт	Внешние габариты антенны по корпусу, м
Ант. №1	6,5	11,5	12,5	48,5	12	0,65 x 0,53
Ант. №2	6.5	11,5	7,5	28	21	0,6 x 0,4

Очевидно, что антенна №1 имеет круговую поляризацию, а антенна №2 линейную горизонтальную в данном случае [4, 11].

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ

Для анализа характеристик модели были проведены измерения с использованием антенного анализатора nanoVNA, откалиброванным с учётом подключённого кабеля питания для исключения его влияния на результат измерения.

Результаты измерения антенны №1 приведены на рисунках 3 и 4.

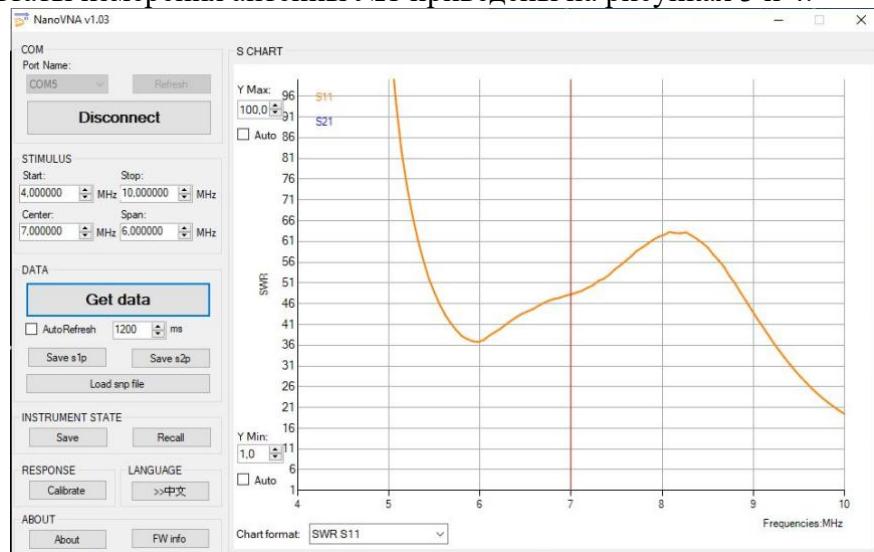


Рис. 3. Частотная характеристика антенны №1.

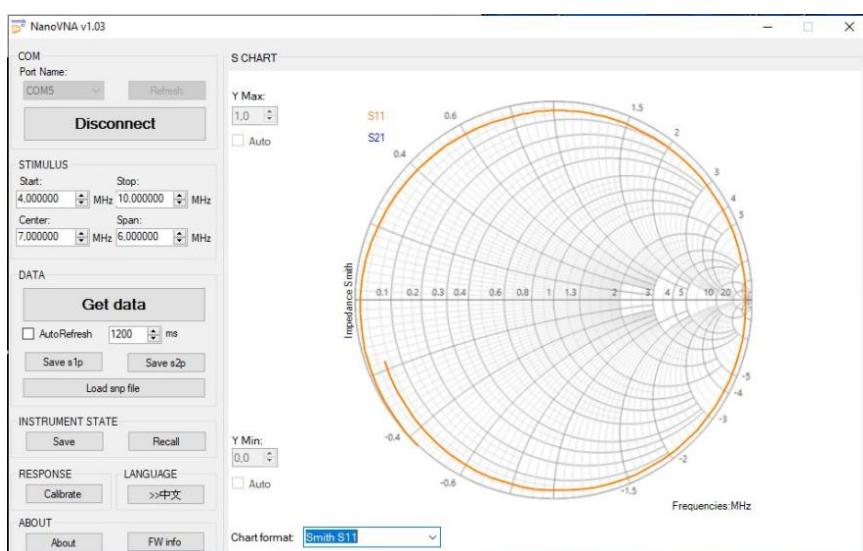


Рис. 4. Диаграмма Вольперта-Смита антенны №1.

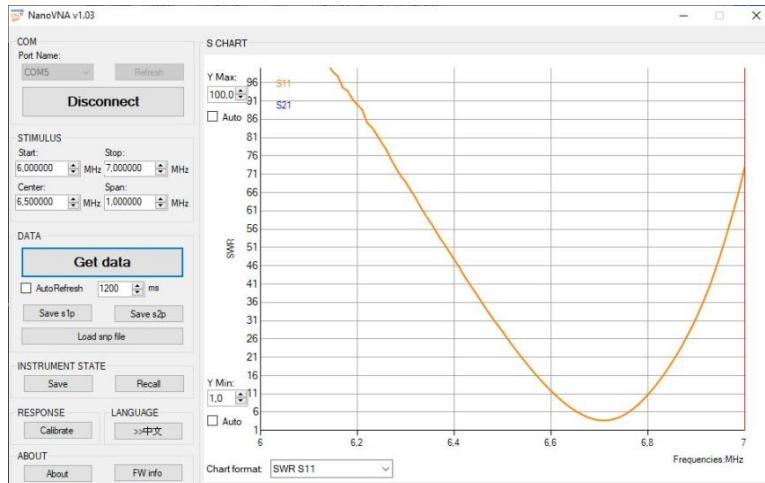


Рис. 5. Частотная характеристика антенны №2.

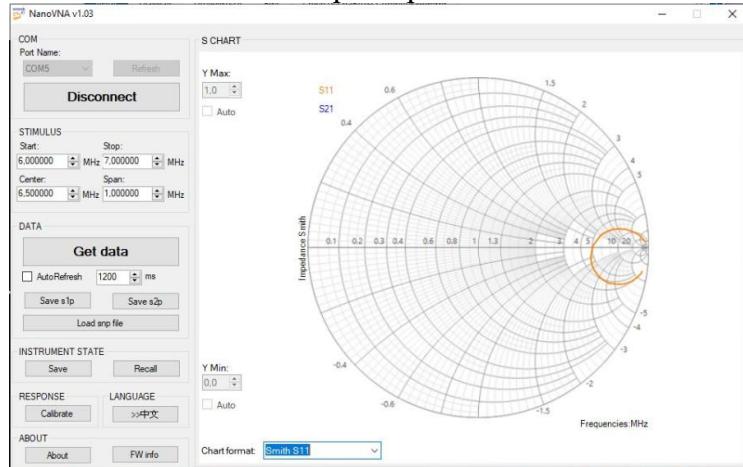


Рис. 6. Диаграмма Вольперта-Смита антенны №2.

Анализ натурных испытаний приведённых антенн показывает, что конструкция антенны №1 имеет крайне не стабильные характеристики с неоднозначными значениями величин и в данном исполнении не имеет реальных перспектив практического использования в каких либо приложениях.

В отличие от антенны №1, антенна №2 показала результаты, близкие к ожидаемым и имеет перспективы для дальнейшего исследования именно как антenna КВ диапазона малых размеров линейной поляризации. Положительным аспектом является простота её изготовления, по крайней мере, как испытательного макета и имеет явные предпосылки для дальнейшей работы в данном направлении с учётом возможности не трудоёмкого изменения вектора поляризации по мере необходимости.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе результатов, полученных в ходе конструирования, изготовления и проведения натурных испытаний, необходимо сделать выводы, что рассматриваемые конструкции антенн позволяют минимизировать количество используемых материалов и снизить ветровую нагрузку без снижения характеристик согласования и излучения.

Дальнейший ход работы с подобным конструктивным типом антеннны КВ диапазона может происходить по следующим направлениям:

- Исследование диаграммы направленности и коэффициента усиления антенны;
- Исследование возможности применения близко расположенного, относительно длины волны, рефлектора и его влияния на диаграмму направленности;

- При наличии положительного результата дальнейших испытаний вариантов антенны №2, оценить возможность сдвоенного, счетверённого приёма с пространственным и поляризационным разнесением по аналогии с технологией MIMO.

ЛИТЕРАТУРА

1. Айзенберг Г.З., Белоусов С.П., Журбенко Э.М., Клигер Г.А., Курашов А.Г. Коротковолновые антенны. - М : Радио и связь, 1985. - 536 С.
2. Айзенберг Г.З.. Антенны ультракоротких волн. - М : Советское радио, 1957. - 704 С.
3. Белоцерковский Г.Б.. Основы радиотехники и антенны. - В 2-х ч. Ч.2.. - М : Радио и связь, 2005. - 293 С.
4. Долуханов М.П. Распространение радиоволн. - М : Связь, 1972. - 336 С.
5. Драпкин А.Л. Зузенко В.Л., Кислов А.Г. Антенно-фидерные устройства. - М : Советское радио, 1974. - 536 С.
6. Колесников А.В. Исследование и разработка эффективных электрически малых антенн для каналов связи диапазона средних волн в горных выработках: дис. на соиск. учён. степ. канд. технических наук: 2.2.14.. – Омск : НПО КВ-СВЯЗЬ, 2023. - 152 С.
7. Кубанов В.П., Ружников В.А., Сподобаев М.Ю., Сподобаев Ю.М. Основы теории антенн и распространения радиоволн. - С : ИНУЛ-ПГУТИ, 2016. - 258 С.
8. Муравьев, Ю. К. Справочник по расчёту проволочных антенн. – Л : ВАС, 1978. – 392 С.
9. Надененко С. И. Антенны. - М : Связьиздат, 1959. - 551 С.
10. Ротхамель К. Антенны. - пер. с немецкого. - М : Энергия, 1979. - 320 С.
11. Чебышев, В. В. Основы проектирования антенных систем. – М.: Горячая линия-Телеком, 2018. - 150 С.
12. Юрцев О.А., Рунов А.В., Казарин А.Н.. Спиральные антенны. - М : Советское радио, 1974. - 224 С.

REFERENCES

1. Aizenberg G.Z., Belousov S.P., Zhurbenko E.M., Kliger G.A., Kurashov A.G. Shortwave antennas. - M.: Radio and Communications, 1985. - 536 p.
2. Aizenberg G.Z. Ultrashort wave antennas. - M.: Soviet Radio, 1957. - 704 p.
3. Belotserkovsky G.B. Fundamentals of radio engineering and antennas. - In 2 parts. Part 2.. - M.: Radio and Communications, 2005. - 293 p.
4. Dolukhanov M.P. Propagation of radio waves. - M.: Communications, 1972. - 336 p.
5. Drapkin A.L. Zuzenko V.L., Kislov A.G. Antenna-feeder devices. - M : Sovetskoe radio, 1974. - 536 p.
6. Kolesnikov A. V. Research and development of efficient electrically small antennas for medium-wave communication channels in mine workings: dis. for the candidate of technical sciences degree: 2.2.14.. – Omsk : NPO KV-SVYAZ, 2023. - 152 p.
7. Kubanov V. P., Ruzhnikov V. A., Spodobaev M. Yu., Spodobaev Yu. M. Fundamentals of antenna theory and radio wave propagation. - S : INUL-PGUTI, 2016. - 258 p.
8. Muravyov, Yu. K. Handbook of wire antenna calculation. – L : VAS, 1978. – 392 p.
9. Nadenenko S. I. Antennas. - M : Svyazizdat, 1959. - 551 p.
10. Rothammel K. Antennas. - trans. from German. - M : Energy, 1979. - 320 p.
11. Chebyshev, V. V. Fundamentals of Antenna System Design. - M ..: Goryachaya Liniya-Telecom, 2018. - 150 p.
12. Yurtsev O. A., Runov A. V., Kazarin A. N. Spiral Antennas. - M : Sovetskoye Radio, 1974. - 224 p.

МЕТОД АНАЛИЗА СПИРАЛЬНЫХ АНТЕНН БЕСПИЛОТНЫХ АВИАЦИОННЫХ ПЛАТФОРМ МУЛЬТИРОТОРНОГО ТИПА

С. Н. Разиньков, А. В. Богословский, Е. В. Бредихина, И. Л. Триколенко

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 аналитических выражений для поляризационных компонентов диаграмм направленности архимедовых спиралей и дифракционных коэффициентов их несущих поверхностей, вычисляемых методом наведенных токов, разработан метод и получены результаты электродинамического анализа спиральных антенн для беспилотных авиационных платформ мультироторного типа. Исследованы диаграммы направленности антенн с оценкой эффектов экранирования секторов рабочих углов поверхностями.

Ключевые слова: спиральная антенна; диаграмма направленности; поляризационная характеристика; беспилотная авиационная платформа.

THE METHOD FOR ANALYZING SPIRAL ANTENNAS OF MULTIROTOR UNMANNED AIRCRAFT PLATFORMS

S. N. Razinkov, A. V. Bogoslovsky, E. V. Bredikhina, I. L. Tricolenko

Air Force Education and Research Center «The Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy» (AFERC «AFA»), Voronezh, Russia

Abstract. Based on analytical expressions for the polarization components of the radiation patterns of Archimedean spirals and the diffraction coefficients of their bearing surfaces calculated by the method of induced currents, a method has been developed and the results of an electrodynamic analysis of spiral antennas for unmanned multirotor aircraft platforms have been obtained. Antenna radiation patterns are studied with an assessment of the effects of shielding sectors of working angles with surfaces.

Keywords: spiral antenna; directional pattern; polarizing characteristic; unmanned aerial platform.

1. ВВЕДЕНИЕ

Конструктивное исполнение бортовой аппаратуры беспилотных авиационных платформ мультироторного типа должно обеспечивать устойчивое функционирование линии связи для информационного обмена с пунктами управления. В интересах решения указанной задачи применяются универсальные асинхронные приемники-передатчики UART и модемы с криптографической защитой командно-телеметрической информации, одним из главных элементов которых являются антенные системы [1, 2].

В настоящее время управление мультироторными беспилотными летательными аппаратами базируется на использовании каналов оптического волокна [1].

Их основными преимуществами по сравнению с каналами управления на основе коаксиальных кабелей и радиоканалов являются устойчивость к помехам и скрытность от средств радиотехнического мониторинга, высокая скорость передачи данных до 25...27 Тбит/с.

К числу критических недостатков, существенно ограничивающих или исключающих использование оптоволоконных систем, относятся следующие:

а) ограниченный радиус применения (в настоящий момент максимальная дальность составляет до 20 км);

б) необходимость уменьшения массы полезной нагрузки (катушка с оптоволокном на 10 км весит 1,5...2,5 кг, на 15 км – 1,8...3,7 кг, на 20 км – 2,1...4,8 кг);

в) низкая маневренность, риск повреждений оптоволокна, невозможность повторного использования.

Развитие адаптивных антенных решеток типа «Комета», выполненных из патч-антенн [3], для нейтрализации преднамеренных помех со сложными закономерностями распределения по азимутальным направлениям, идет по пути увеличения числа антенных элементов и массогабаритных характеристик, как показано на рисунке 1, что в конечном итоге, исключает их применение в беспилотных аппаратах роторного типа.

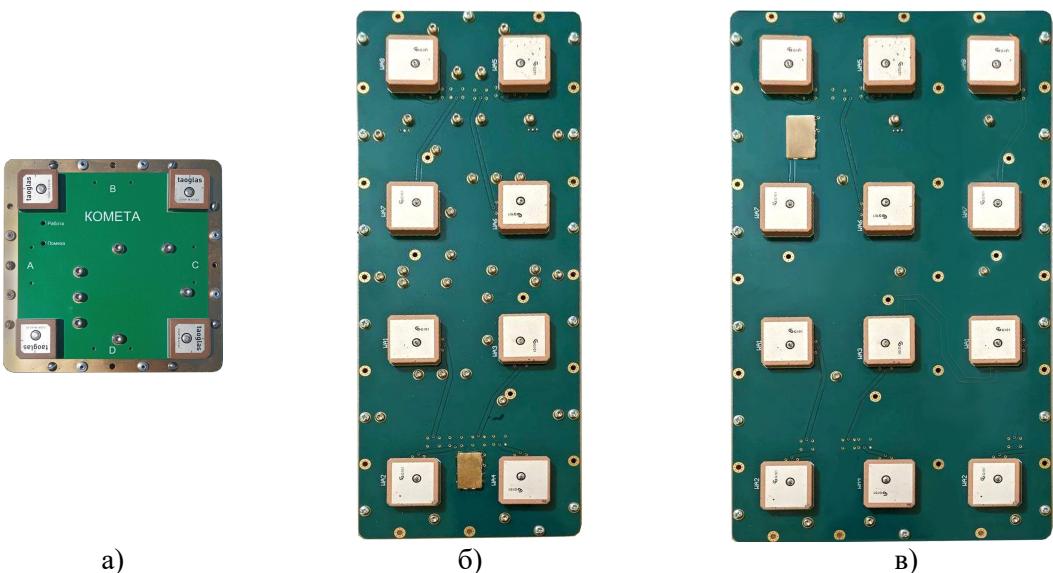


Рис. 1. Антennaя решетка типа «Комета»
(а – из 4 элементов, б – из 8 элементов, в – из 12-ти элементов)

Одним из основных направлений повышения помехозащищенности, информационной емкости, пропускной способности каналов управления является расширение полосы рабочих частот антенн [4]. В наиболее полной мере требованиям к высокой частотной стабильности характеристик удовлетворяют плоские спиральные антенны [5].

Сpirальные антенны характеризуются следующими преимуществами:

а) широкая полоса рабочих частот (с коэффициентом перекрытия 1,5...10);

б) малые габариты по сравнению со штыревыми антennами;

в) возможности приема сигналов круговой поляризации для поддержания устойчивой связи с движущимися объектами за счет совместного использования наиболее благоприятных условий распространения электромагнитных волн и поляризационной связки с источниками промышленных помех.

Поэтому вопросы, связанные с разработкой методов электродинамического анализа и проектирования спиральных антенн для целевых нагрузок беспилотных летательных аппаратов, являются актуальными.

Цель работы – разработка метода анализа и исследование характеристик плоских спиральных антенн для беспилотных мультироторных платформ.

2. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ МЕТОДА АНАЛИЗА СПИРАЛЬНЫХ АНТЕНН

При построении электродинамической модели спиральная антenna на носителе рассматривается как система двух архимедовых спиралей, возбуждаемых плоской электромагнитной волной; поле антенны определяется токами ее элементов и несущей поверхности.

Метод анализа спиральных антенн на объекте включает в себя три этапа.

Этап 1. Расчет поляризационных составляющих диаграмм направленности архимедовых спиралей, расположенных в свободном пространстве, в соответствии с выражениями [5]:

$$F_{\theta n}(\theta) = \frac{\cos(\theta) J_n(k_a \sin(\theta))}{k_a \sin(\theta)}, \quad (1)$$

$$F_{\varphi n}(\theta) = J'_n(k_a \sin(\theta)), \quad (2)$$

где k_a – электрический периметр активной области, $J_n(\dots)$ и $J'_n(\dots)$ – функция Бесселя n -го порядка и ее первая производная.

Этап 2. Нахождение методом наведенных токов [6] дифракционных коэффициентов несущей поверхности, выбранной для модельного представления корпуса носителя при оценке экранирования секторов рабочих углов беспилотного комплекса. Согласно подходу, обоснованному в [7], дифракционные коэффициенты антенны вычисляются как предельные значения произведений асимптотического представления компонентов электрического поля на расстояние до точки наблюдения в дальней зоне поверхности.

Этап 3. Нахождение характеристик пространственно-частотной избирательности антенны, расположенной на носителе, путем суммирования диаграмм направленности спиралей в свободном пространстве, умноженных на дифракционные коэффициенты несущей поверхности.

При размещении спиральной антены над идеально проводящим бесконечным экраном результирующие выражения для диаграмм направленности спиралей принимают вид:

$$F_{\theta n}(\theta) = \frac{\cos(\theta) J_n(k_a \sin(\theta))}{k_a \sin(\theta)} \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} d_h \cos(\theta)\right), \quad (3)$$

$$F_{\varphi n}(\theta) = J'_n(k_a \sin(\theta)) \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} d_h \cos(\theta)\right), \quad (4)$$

где d_h – расстояние до экрана.

Коэффициенты $\tilde{D}_n(\theta, \varphi)$, $n = 1, 2$, для идеально проводящей полосы с параллельными прямолинейными границами найдены в [7] при аппроксимации поверхностных токов рядами функций Матье; для повышения сходимости рядов для представления комплексных амплитуд бегущих волн поверхностные токи заменяются эквивалентными распределениями электрического и магнитного полей. Аналитические выражения для дифракционных коэффициентов плоского прямоугольного экрана при смещении антенны относительно его геометрического центра представлены в [8].

3. РЕЗУЛЬТАТЫ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ И АНАЛИЗА ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ СПИРАЛЬНЫХ АНТЕНН ДЛЯ БЕСПИЛОТНЫХ АВИАЦИОННЫХ ПЛАТФОРМ

Расчеты диаграмм направленности спиральных антенн выполнены на персональной ЭВМ с процессором Intel(R) Core(TM) i7-10700K 3,8 ГГц DDR 32 Гб с применением программного обеспечения MathCAD Prime.

При моделировании полагалось, что рабочая длина волны $\lambda_r = 5,5$ см, начальный радиус спирали $r_b = 7,5 \times 10^{-3}$ м, конечный радиус спирали $r_e = 0,075$ м, коэффициент развертки $a_s = 0,031$ м, конечный угол развертки $13,5^\circ$, электрический периметр активной области $k_a = 1,5 \dots 9$, расстояние до экрана $d_h = 0,01 \dots 0,03$ м. Результаты расчета структуры двухзаходной спиральной антенны с постоянным шагом намотки представлены на рисунке 2а, в качестве примера на рисунке 2б представлен вид промышленного образца для диапазона рабочих частот 0,8...3 ГГц.

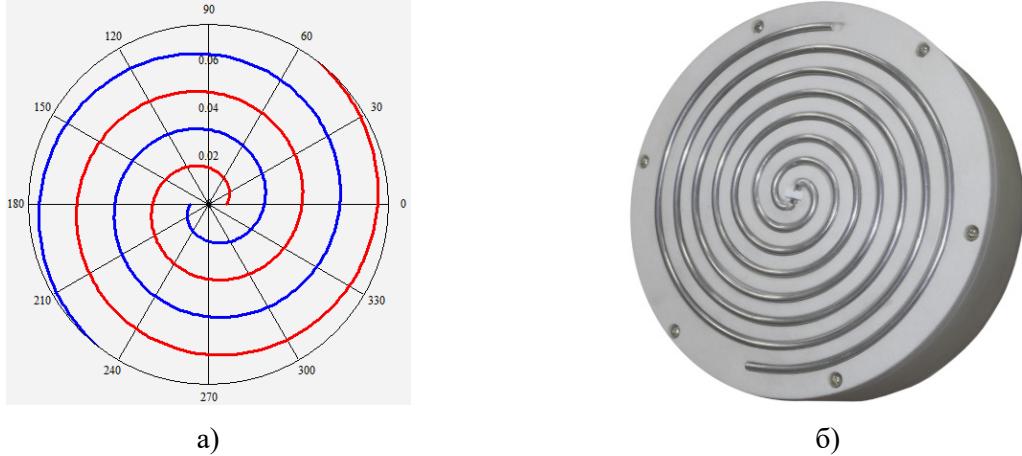


Рис. 2. Антенное поле спиральной антенны
(а – компьютерная модель, б – макет изделия)

На рисунке 3 приведены диаграммы направленности при различных значениях электрического периметра активной области. Синим цветом изображена диаграмма направленности, рассчитанная по формуле (1), красным цветом по формуле (2). На рисунке 4 приведены диаграммы направленности спирали, расположенной над бесконечным идеально проводящим экраном, полученные с использованием аналитических выражений (3) и (4). Поляризационная характеристика антенны при различных периметрах активной области проиллюстрирована на рисунке 5, где синим цветом для $k_a = 3,5$, красным цветом – при $k_a = 9$, черным цветом – при $k_a = 3$.

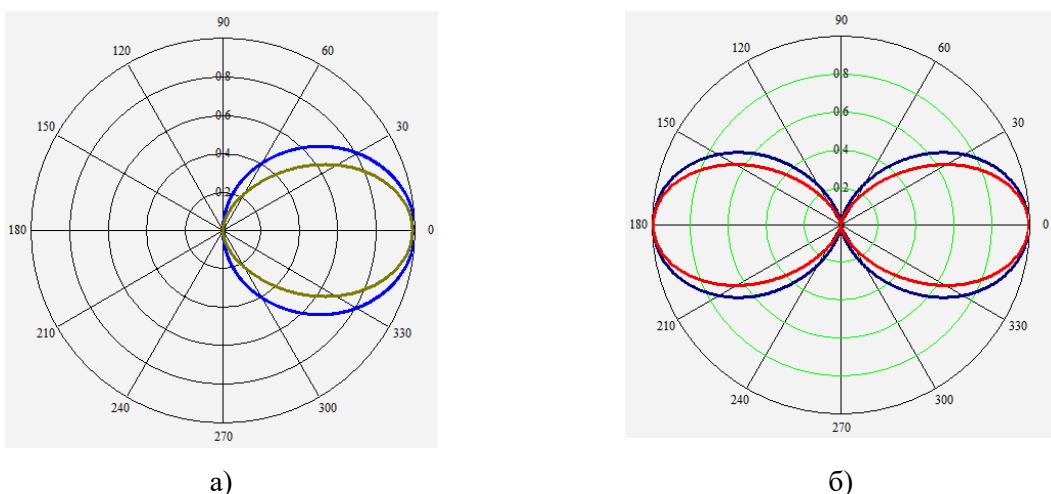


Рис. 3. Диаграммы направленности для свободного пространства
(а – $k_a = 1,5$, б – $k_a = 2$)

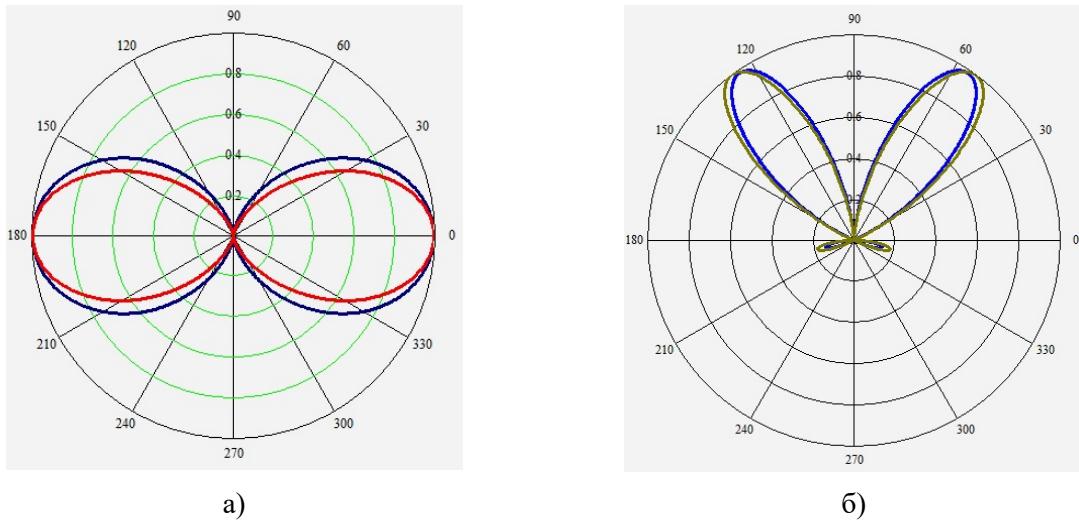


Рис. 4. Диаграммы направленности спиральной антенны на экране
($a - k_a = 1,5$, $d_h = 0,011$; $b - k_a = 2$, $d_h = 0,03$)

Анализ полученных диаграмм направленности антенн позволяет сделать вывод о том, что уменьшение периметра активной области рабочей волны приводит к расширению главного лепестка, при $k_a \geq 2$ отклонение максимума диаграммы от оси спирали симметрично по обе стороны вдоль оси спирали. Для получения однонаправленного излучения необходимо применять плоский экран.

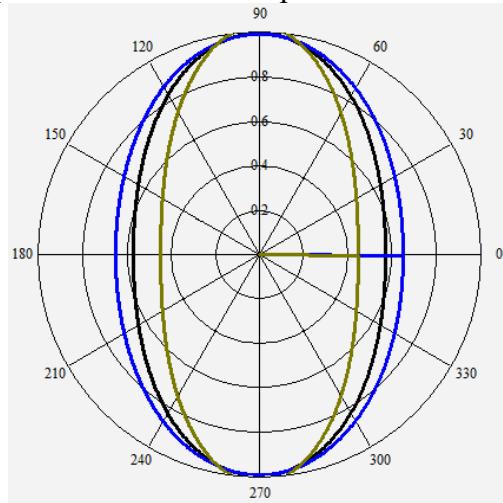


Рис. 5. Поляризационная характеристика плоской спирали

Результаты расчетов, приведенные на рисунке 5, подтверждают, что поляризация плоской архимедовой спирали является эллиптической.

Установлено, плоские спиральные антенны обладают слабо- и средней направленностью. Направление излучения зависит от относительной длины витков спирали l/λ . При $l/\lambda \leq 0,65$ излучение ненаправленное, при $0,75 < l/\lambda < 1,3$ – осевое и для $l/\lambda > 1,5$ – многолучевое.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе аналитических выражений для расчета диаграмм направленности архимедовых спиралей и дифракционных коэффициентов несущих поверхностей разработан метод и получены результаты анализа характеристик спиральных антенн, расположенных на беспилотных авиационных платформах. Выполнены исследования показателей простран-

ственno-частотной избирательности аппаратуры со спиральными антеннами из состава беспилотных комплексов с учетом экранирующего влияния корпусов носителей. При расчете диаграмм направленности антенн амплитудно-фазовое распределение токов архimedовых спиралей, расположенных в свободном пространстве, умножалось на дифракционные коэффициенты, определяемые токами, наведенными на поверхности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Основные направления создания высоконадежной системы связи и управления БПЛА / И. Н. Пантелеймонов, А. В. Белозерцев, А. А. Монастыренко // Известия вузов. Машиностроение, 2020. – № 6(723). – С. 78-88.
2. Кучерявый А. Е., Владыко А. Г., Киричек Р. В. Теоретические и практические направления исследований в области летающих сенсорных сетей // Электросвязь, 2015. – № 7. – С. 9-11.
3. Юдин В. Н., Камнев Е. А. Помехоустойчивость навигационной аппаратуры потребителя спутниковых радионавигационных систем с четырехэлементной антенной решеткой // Электросвязь, 2018. – № 6. – С. 24-31.
4. Разиньков С. Н., Любавский А. П. Спектральные энергетические уравнения и оценка скорости передачи сверхширокополосных сигналов в радиоканалах // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Физика и математика, 2017. – № 2. – С. 21-30.
5. Юрцев О. А., Рунов А. В., Казарин А. Н. Спиральные антенны. – М.: Советское радио, 1974. – 224 с.
6. Электродинамика и распространение радиоволн / В. А. Неганов, О. В. Осипов, С. Б. Раевский и др. // Под ред. В. А. Неганова и С. Б. Раевского. – М.: Радио и связь, 2004. – 648 с.
7. Богословский А. В., Разиньков С. Н. Синтез нулей диаграмм направленности щелевых решеток, расположенных перпендикулярно ребру идеально проводящей полосы, при максимальных коэффициентах направленного действия // Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2012. – Т. 15. – № 1. – С. 33-38.
8. 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. The main directions of creating a highly reliable UAV communication and control system / I. N. Panтелеймонов, A.V. Belozertsev, A. A. Monastyrenko // Izvestiya vuzov. Mechanical engineering, 2020. – № 6(723). – Pp. 78-88.
2. Kucheryavy A. E., Vladyko A. G., Kirichek R. V. Theoretical and practical directions of research in the field of flying sensor networks // Telecommunication, 2015. – № 7. – Pp. 9-11.
3. Yudin V. N., Kamnev E. A. Noise immunity of navigation equipment for consumers of satellite radio navigation systems with a four-element antenna array // Telecommunications, 2018, No. 6. – Pp. 24-31.
4. Razinkov S. N., Lyubavsky A. P. Spectral energy equations and estimation of the transmission rate of ultra-broadband signals in radio channels // Bulletin of Voronezh State University. Series: Physics and Mathematics, 2017, No. 2. – Pp. 21-30.
5. Yurtsev O. A., Runov A.V., Kazarin A. N. Spiral antennas, Moscow: Sovetskoe Radio, 1974, 224 p.
6. Electrodynamics and propagation of radio waves / V. A. Neganov, O. V. Osipov, S. B. Rayevsky and others // Edited by V. A. Neganov and S. B. Rayevsky. – M.: Radio and Communications, 2004. – 648 p.
7. Bogoslovsky A.V., Razinkov S. N. Synthesis of zeros of directional patterns of slit gratings located perpendicular to the edge of an ideally conducting strip at maximum directional coefficients // Physics of wave Processes and Radio Engineering Systems, 2012. – Vol. 15. – No. 1. – Pp. 33-38.
8. Razinkov S. N., Evseev A.V. Electrodynamic analysis of the strip element of the antenna array of a mobile radio-electronic complex of an information and telecommunication system // Telecommunications, 2024, No. 4. – Pp. 15-23.

ЛАБОРАТОРНАЯ УСТАНОВКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДИАГРАММ ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ ОБЪЁМНЫХ ТЕЛ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ

Т. С. Багунц¹, А. В. Володько¹, Е. А. Ищенко¹, Р. В. Кузьменко^{1,2}, Д. К. Проскурин¹,
А. В. Рябикин¹

¹Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж,
Российская Федерация

²Воронежский институт ФСИН России, Воронеж, российская Федерация

Аннотация. В статье приводится исследование картин обратного рассеяния простых тел. Для измерения характеристик диаграмм предлагается использование лабораторной установки на основе ультразвукового локатора. Полученные картины в процессе лабораторных измерений сравнивались с картинами, которые были получены при выполнении электродинамического моделирования. Полученные результаты показывают высокую эффективность и точность предложенного метода для демонстрации отражений сигналов от объектов, что особенно важно в процессе проведения лабораторных занятий для студентов технических специальностей.

Ключевые слова: диаграмма обратного рассеяния; радиолокация; лабораторная установка.

LABORATORY SETUP FOR DETERMINING BACKSCATTERING DIAGRAMS OF VOLUMETRIC BODIES IN THE NEAR ZONE

T. S. Bagunts¹, A. V. Volodko¹, E. A. Ishchenko¹, R. V. Kuzmenko^{1,2}, D. K. Proskurin¹,
A. V. Ryabikin¹

¹Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russian Federation

²Voronezh Institute of the Federal Penitentiary Service of Russia, Voronezh, Russian
Federation

Abstract. The paper presents a study of the patterns of backscattering diagrams of simple bodies. To measure the characteristics of the diagrams, it is proposed to use a laboratory setup based on an ultrasonic locator. The patterns obtained during laboratory measurements were compared with the patterns obtained during electrodynamical modeling. The results obtained show the high efficiency and accuracy of the proposed method for demonstrating signal reflections from objects, which is especially important in the process of conducting laboratory classes for students of technical specialties.

Keywords: backscatter diagram; radar; laboratory setup.

1. ВВЕДЕНИЕ

Решение задачи измерения диаграмм обратного рассеяния объектов – важная и актуальная задача, особенно когда возникает задача подготовки специалистов по современным направлениям подготовки, как радиоэлектронные системы и комплексы, радиофизика, радиотехника. Так, исследование картин отражения волн от объектов требует дорогостоящего оборудования, что усложняет проведение экспериментов, поэтому актуальной является задача по организации лабораторного стенда с малой стоимостью и высокой надежностью, который сможет продемонстрировать студентам как отражаются волны от объектов.

Измерение диаграмм обратного рассеяния (ДОР) с последующим вычислением ЭПР требует безэховой камеры, анализаторов сигнала, генераторов, векторных анализаторов цепей [1-2], что не позволяет распространить практику их измерения на широкий спектр образовательных учреждений. Дополнительной сложностью является измерение ЭПР на основе ДОР, что требует применения калибровочного объекта, как шар [3], обладающего одним уровнем рассеяния по всей окружности пространства.

Процесс обучения следует начинать с измерения характеристик простых тел [4-6], которые позволяют обеспечить повторяемость результатов, а значит и демонстрацию базовых принципов радиолокации и измерения объектов. В данной работе предлагается лабораторная установка для измерения характеристик ДОР и их корреляция с результатами моделирования в DS CST Studio 2025. Для удешевления стенда и его реализации предлагается методика измерения ДОР на основе ультразвукового стенда измерения характеристик объектов, как это предложено в работе [7].

2. ОПИСАНИЕ ПРОЦЕССА ЭКСПЕРИМЕНТА. ИЗМЕРЕНИЕ ДИАГРАММ ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ

Выбранный для лабораторного стенда метод ультразвукового измерения характеристик диаграмм обратного рассеяния [7] позволяет:

- 1) Значительно снизить стоимость, так как не требует применения ВАЦ, спектроанализатора, а лишь требует осциллографа с малым частотным диапазоном;
- 2) Использование ультразвука с частотой 40 кГц снижает зависимость от переотражений, а также побочное излучение;
- 3) Использование ультразвука позволяет использовать пластиковые модели, которые не требуют металлизации, что позволяет использовать аддитивные технологии для изготовления – рисунок 1.

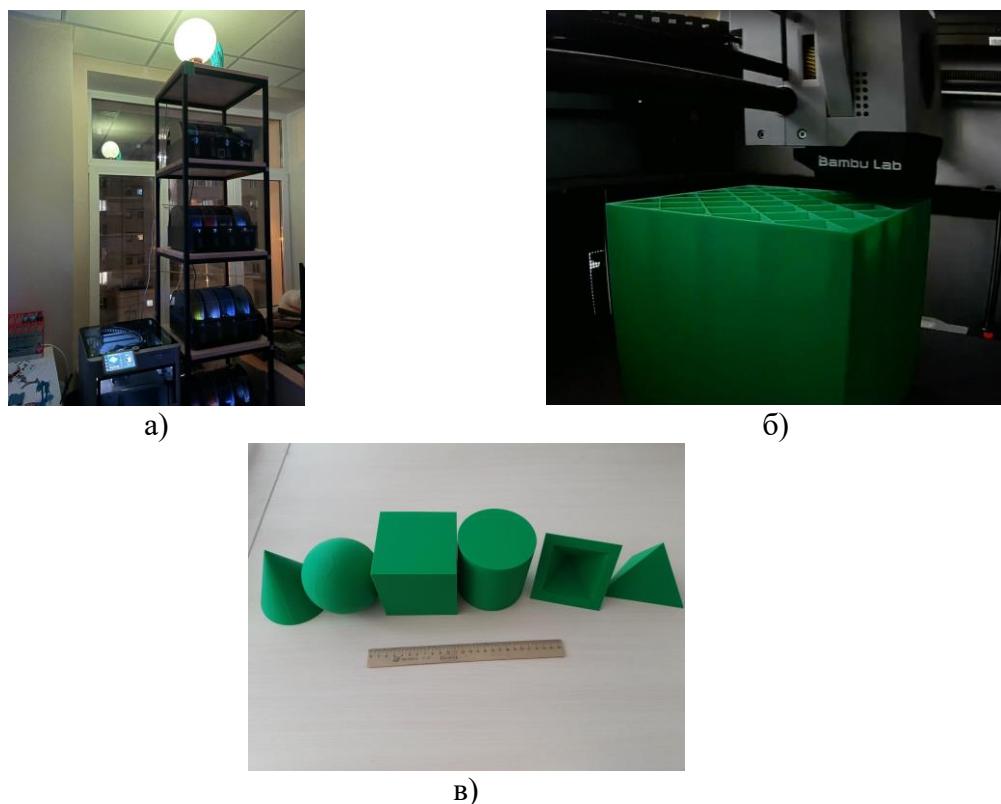


Рис. 1. Изготовление макетов для измерений: а) 3D принтер Bambu Lab X1CC; б) Процесс печати куба; в) Вид макетов для измерения.

На основании полученных макетов простых тел проводились экспериментальный измерения с последующим сравнением с результатами моделирования на основе метода конечных элементов в DS CST Studio Suite 2025. Расчеты выполнялись на вычислительном центре с Intel Core Ultra 9 285k и RTX4090. Максимальное время моделирования не превышало 15 минут при сканировании в диапазоне от 0 до 180 градусов с шагом в 5 градусов. Аналогично выполнялись измерения на лабораторном стенде – рисунок 2.



Рис. 2. Лабораторный стенд для измерения ДОР.

Лабораторный стенд, на котором было проведено исследование, был помещён в замкнутое пространство – коридор, что позволило обеспечить максимальную изоляцию от побочных движений и внешних факторов. Измерение проводилось путём облучения объекта ультразвуковыми волнами и приёма отражённого сигнала при разных углах поворота объекта относительно излучателя в моностатическом режиме. Поворот осуществлялся в диапазоне от 0° до 180° с шагом в 5° .

В состав лабораторного стендад входили:

1. Исследуемые фигуры;
2. Генератор ультразвуковых волн;
3. Цифровой осциллограф.

Первой фигурой, которая рассматривалась в процессе исследования была сфера. Стоит отметить, что сфера наиболее проста с точки зрения характеристик ДОР, однако одна из наиболее сложных по изготовлению методом FFF/FDM печати. При изготовлении модель печаталась из двух полусфер с динамическим слоем от 0.35 до 0.08 мм и хотэндом с диаметром 0.4 мм. Применение динамического слоя позволило максимально гладить форму сферы. На рисунке 3 приводится вид характеристик ДОР сферы при исследовании на стенде (материал изготовления всех фигур – полилактид (PLA)) и при электродинамическом моделировании (PEC). Все значения нормировались,

чтобы избежать неточностей, которые вызваны переводом в ЭПР, а также уровнем подаваемых сигналов.

Полученный график показывает, что применение предложенного метода обеспечивает построение картин ДОР с высокой точностью, но ввиду наличия переотражений, а также колебаний модели при измерении возникают провалы, однако они малы и позволяют сделать общий вывод о картинах ДОР простого тела, что особенно важно в образовательном процессе. На рисунке 4 приводится вид результатов для куба.

Картина ДОР для куба позволяет отчетливо увидеть пики при отражении от плоских граней, которые попадаются при измерении в диапазоне 0-180 градусов. Таким образом, рассмотрение простых тел позволяет грамотно оценить характеристики картин ДОР при использовании предложенной лабораторной установки.

Рассмотрим более сложные тела вращения. На рисунке 5 приводятся характеристики для цилиндра, при этом измерения выполнялись в горизонтальной плоскости, что несет больший интерес ввиду пересечения боковой грани, а также обоих оснований при измерении ДОР.

Отчетливо видно, что при измерении возникли всплески на боковых гранях, что вызвано большей длиной волны при лабораторном исследовании, при этом сохраняется отчетливые 3 пика, что позволяет получить схожую картину с результатами моделирования. На рисунке 6 приводятся результаты для конуса, при этом углу в 0 градусов соответствует плоское основание конуса, а 180 – острее.

Полученная картина позволяет оценить то, как изменяется уровень ЭПР при повороте конического тела. Уровни отраженного сигнала также показывают особенность роста ЭПР при падении волн на конические основания двигателей самолетов, поэтому результаты данной фигуры имеют высокий интерес. Рост уровня отраженного сигнала в процессе измерения вызван также особенностями изготовления, так как 3D печать не позволяет получить идеально острое окончание, поэтому и наблюдается рот отраженного сигнала.

Следующими измерениями выступали пирамида и пирамида со сформированным внутри уголковым отражателем – рисунок 7. Полученные результаты показывают эффективность предложенного метода измерения характеристик в лабораторных исследованиях.

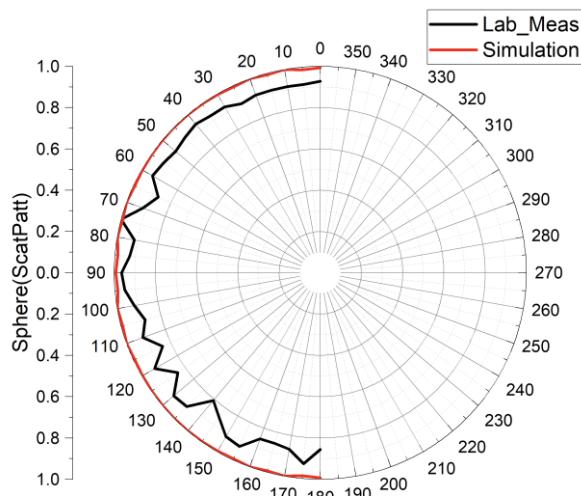


Рис. 3. Картина ДОР для сферы.

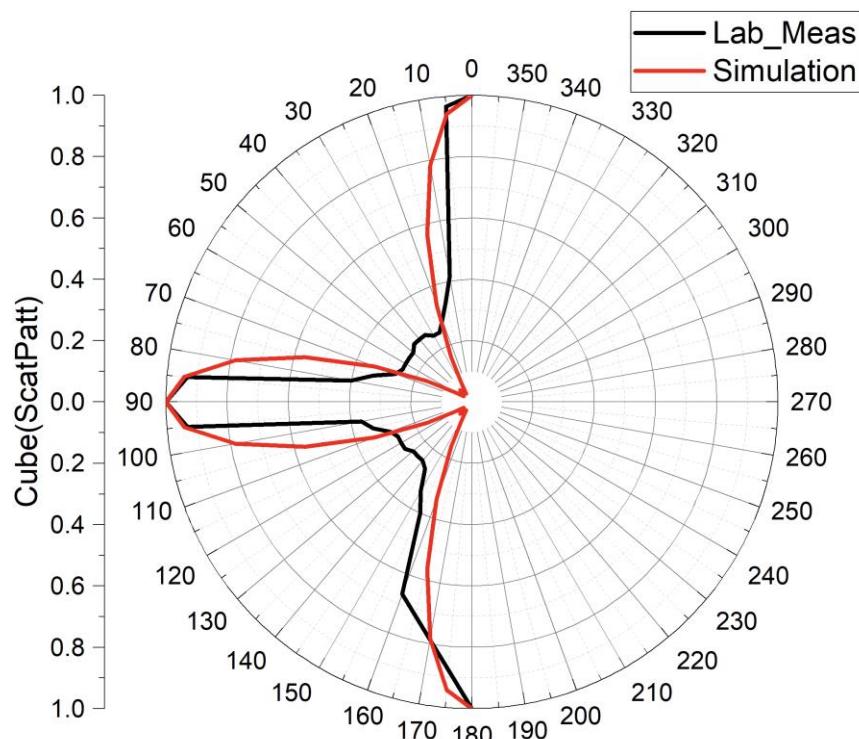


Рис. 4. Картина ДОР для куба.

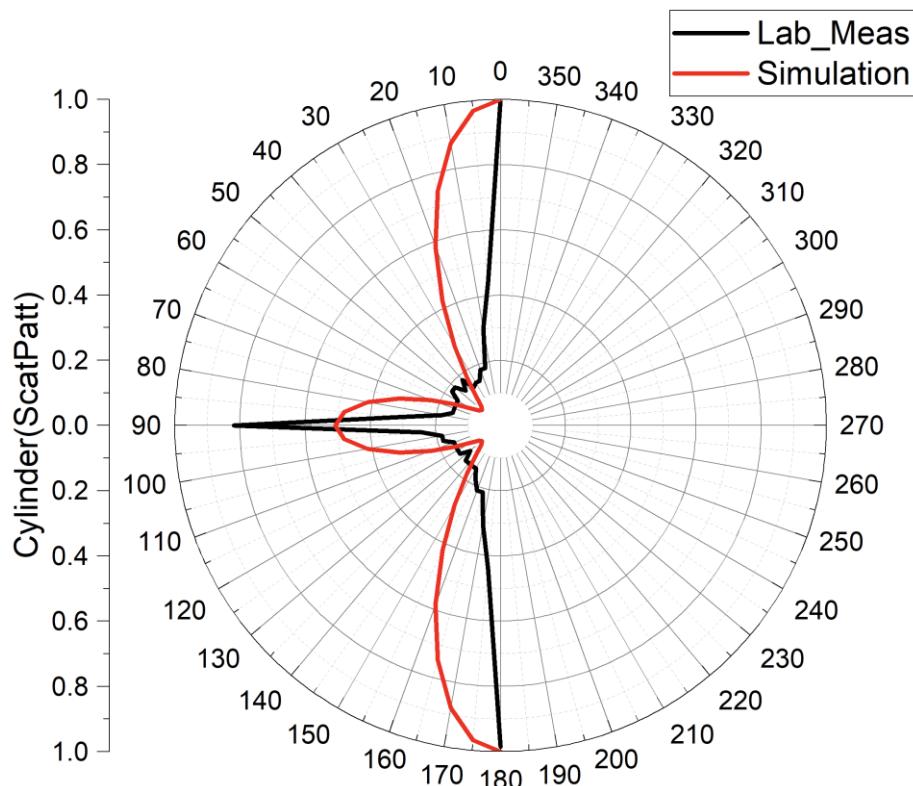


Рис. 5. Картина ДОР для цилиндра.

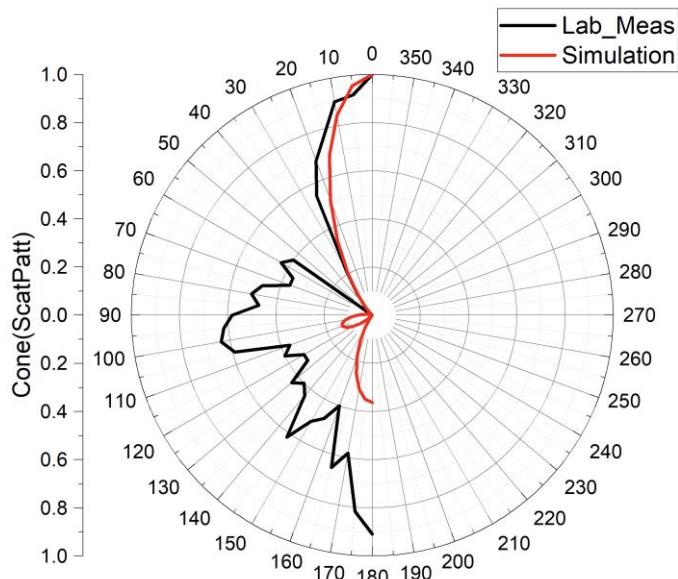


Рис. 6. Картинка ДОР для конуса.

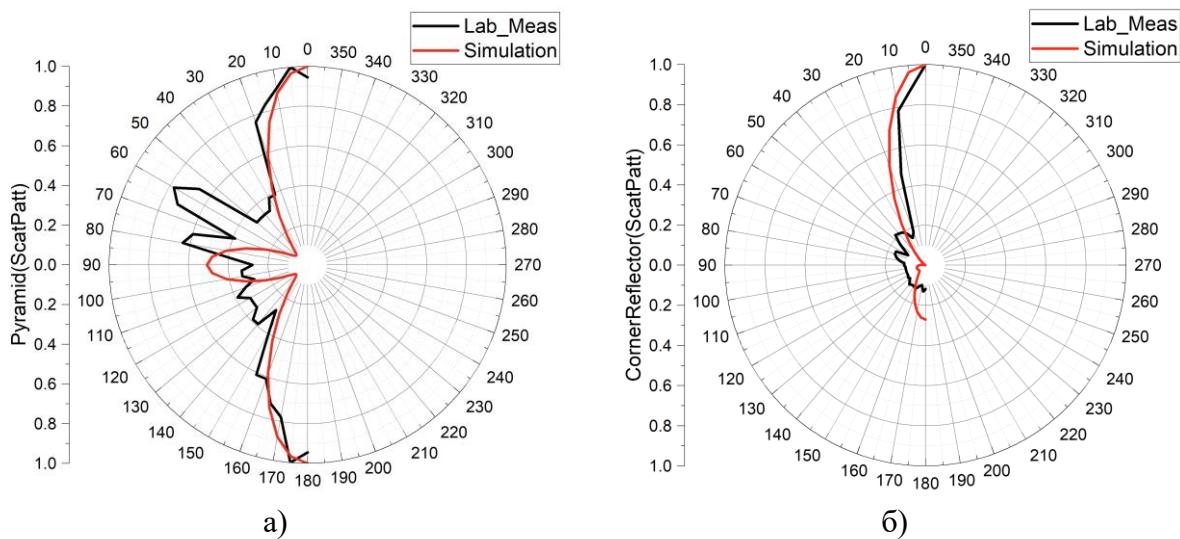


Рис. 7. Картинка ДОР: а) Пирамида; б) Уголковый отражатель.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенное в данной работе исследование показывает, что применение лабораторной установки измерения картин диаграмм обратного рассеяния позволяет обеспечить понимание и оценку основных принципов формирования ЭПР и роста радиолокационной заметности объектов. Применение ультразвуковых волн позволило обеспечить удешевление установки, при этом снизить зависимость от внешних факторов, однако понизило разрешающую способность, что отчетливо видно по картинам диаграмм обратного рассеяния. Дополнительно точность измерений можно повысить при стабилизации объектов ввиду их колебаний при повороте установки.

4. БЛАГОДАРНОСТИ

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

ЛИТЕРАТУРА

1. Knott E. F. A progression of high-frequency RCS prediction techniques. // Proceedings of the IEEE, 1985, Vol. 73, No. 2. - pp. 252-264.
2. de Adana F. S., Diego I. G., Blanco O. G., Lozano P., Catedra M. F. Method based on physical optics for the computation of the radar cross section including diffraction and double effects of metallic and absorbing bodies modeled with parametric surfaces. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2004, Vol. 52, No. 12, - pp. 3295-3303.
3. Qian Z., Dong W., Yongwei Z. A method of RCS measurement in the outfield. // 2020 3rd World Conference on Mechanical Engineering and Intelligent Manufacturing (WCMEIM), 2020, pp. 91-94.
4. Yuvaraj A., Biradar R., Manvi S., Geeta D. D. Performance analysis of Radar Cross Section for simpler bodies coated with lossy materials. // 3rd International Conference on Advances in Recent Technologies in Communication and Computing (ARTCom 2011), 2011, pp. 265-268.
5. Manmohan C. T., Singh H. Analytical estimation of radar cross section of infinitely long conducting cylinder coated with dielectric material. // 2016 2nd International Conference on Advances in Electrical, Electronics, 2016, pp. 402-406.
6. Ünal İ., Gulum T. O., Bayramoğlu E. Ç. Investigations of electrical size effects on radar cross section for orthogonally distorted corner reflectors. // 2015 IEEE Radar Conference (RadarCon), 2015, pp. 1515-1519.
7. Майзельс Е.Н., Торгованов В.А. Измерение характеристик рассеяния радиолокационных целей // М.: Советское радио, 1972. — 232 с.

REFERENCES

1. Knott E. F. A progression of high-frequency RCS prediction techniques. // Proceedings of the IEEE, 1985, Vol. 73, No. 2. - pp. 252-264.
2. de Adana F. S., Diego I. G., Blanco O. G., Lozano P., Catedra M. F. Method based on physical optics for the computation of the radar cross section including diffraction and double effects of metallic and absorbing bodies modeled with parametric surfaces. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2004, Vol. 52, No. 12, - pp. 3295-3303.
3. Qian Z., Dong W., Yongwei Z. A method of RCS measurement in the outfield. // 2020 3rd World Conference on Mechanical Engineering and Intelligent Manufacturing (WCMEIM), 2020, pp. 91-94.
4. Yuvaraj A., Biradar R., Manvi S., Geeta D. D. Performance analysis of Radar Cross Section for simpler bodies coated with lossy materials. // 3rd International Conference on Advances in Recent Technologies in Communication and Computing (ARTCom 2011), 2011, pp. 265-268.
5. Manmohan C. T., Singh H. Analytical estimation of radar cross section of infinitely long conducting cylinder coated with dielectric material. // 2016 2nd International Conference on Advances in Electrical, Electronics, 2016, pp. 402-406.
6. Ünal İ., Gulum T. O., Bayramoğlu E. Ç. Investigations of electrical size effects on radar cross section for orthogonally distorted corner reflectors. // 2015 IEEE Radar Conference (RadarCon), 2015, pp. 1515-1519.
7. Mazels E.N., Torgovanov V.A. Measuring scattering characteristics of radar targets // M.: Soviet Radio, 1972. – 232 p.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЦИФРОВОГО ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ КВ-ДИАПАЗОНА ПОСЛЕ ПРОХОЖДЕНИЯ ПРОСТОЙ ОДНОСКАЧКОВОЙ ИОНОСФЕРЫ НА ОСНОВЕ ТРАССИРОВКИ ЛУЧЕЙ

Ю.Б. Нечаев, И. В. Пешков

ФГБОУ ВО «Елецкий государственный университет им. И.А. Бунина», Елец, Россия

Аннотация. В работе представлены результаты моделирования алгоритма трассировки радиоволн коротковолнового диапазона в ионосфере после пространственной обработки цифровой антенной решёткой. В ходе работы дополнительно произведена оценка общего затухания сигнала после прохождения ионосферы при расстоянии между передатчиком и приёмной цифровой антенной решёткой равным 1000 км. Получены псевдоспектры оценок угловых координат КВ-сигнала, а также полученной диаграммы направленности.

Ключевые слова: распространение радиоволн, трассировка лучей, ионосфера, цифровая антенная решётка.

MODELING OF DIGITAL BEAMFORMING AND DOA-ESTIMATION OF HF-BAND SIGNALS AFTER PASSING THROUGH A SIMPLE SINGLE-JUMP IONOSPHERE BASED ON RAY TRACING

Yu.B. Nechaev, I. W. Peshkov

Bunin Yelets State University, Yelets, Russia

Abstract. The paper presents the results of modeling an algorithm for tracing short-wavelength radio waves in the ionosphere after spatial processing by a digital antenna array. In the course of the work, the total attenuation of the signal after passing through the ionosphere was additionally estimated at a distance of 1000 km between the transmitter and the receiving digital antenna array. Pseudo-spectra of estimates of the angular coordinates of the HF signal, as well as the resulting radiation pattern, were obtained.

Keywords: radio wave propagation, ray tracing, ionosphere, digital antenna array.

1. ВВЕДЕНИЕ

Моделирование переноса энергии электромагнитных волн высокой частоты достаточно сложный процесс, который приобрел за последнее время широчайшее распространение, облегчая предварительную оценку параметров сетей, а также разрабатываемых устройств. К таким перспективным и актуальным в настоящее время прибором можно отнести цифровые антенные решетки благодаря их способности к повышению помехозащищённости. Однако их применимость в области коротких волн недостаточно изучена. Поэтому в работе предлагается способ математического моделирования цифровой пространственной обработки сигналов на основе трассировки лучей в слоях ионосферы.

2. РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ

Передача телекоммуникационных сигналов в слоях ионосферы обладают несколькими преимуществами, основное из которых заключается в достижении

приёмника, расположенного в сотнях километров от передатчика, как показано на рис. 1.

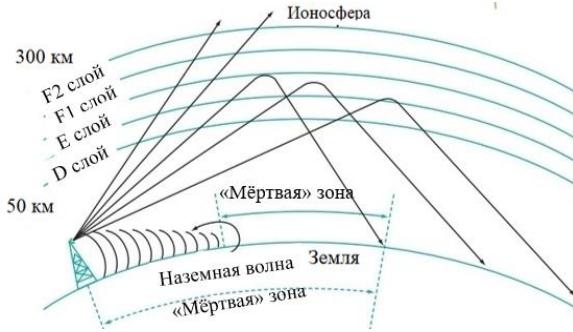


Рис. 1. Пример подписи к рисунку.

Однако такой процесс сопряжён с некоторыми трудностями, такими как: высокая степень затухания; переотражения от земной поверхности и слоёв атмосферы; суточные колебания коэффициента рефракции; зависимость от погодных условий; замирания.

Одним из способов для преодоления и решения упомянутых проблем предлагается использование цифровых антенных решёток. На начальной этапе исследования пространственной цифровой обработки сигналов после прохождения слоёв ионосферы адекватным является применение математического моделирования как вспомогательного инструмента предварительной оценки. Для этого необходимо определить такие важнейшие параметры сигналов, как амплитуду, фазу и частоту. Первый можно оценить на основе алгоритма трассировки лучей в слоях ионосферы через величину потерь при распространении в зависимости от расстояния, величины расхождение лучей, а также поглощение высокочастотных радиоволн в ионосфере. Сдвиг фазы можно также найти через величину задержки луча в зависимости от разности хода. Наконец, сдвиг частоты определяется через эффект Доплера. Эти сдвиги возникают из-за движения ионосферной плазмы, а также изменения электронной плотности в слоях ионосферы. Когда радиосигналы проходят через движущуюся ионосферу, движение ионизированных частиц может вызвать доплеровское смещение сигнала.

а. Трассировка лучей

Рассмотрим прохождение КВ-сигнала через ионосферу более подробно. В качестве среды распространения радиоволн рассмотрим двумерную изотропную модель ионосферы, где профиль электронной концентрации зависит только от высоты:

$$N_e(h) = N_{\max} e^{0.5 \left[1 - \frac{h-h_0}{\Delta h} e^{-\frac{h-h_0}{\Delta h}} \right]} \quad (1)$$

Здесь $h_0 = 300$ км – высота максимума электронной концентрации на высотах ионосферы, $\Delta h_0 = 220$ км – полутолщина слоя, $N_{\max} = 10^6$ см⁻³ – значение электронной концентрации в максимуме слоя [1].

Показатель преломления ионосферы в зависимости от высоты, частоты радиоволны и электронной концентрации определяется следующим образом [2]:

$$n = \sqrt{1 - \left(\frac{\sqrt{80.8 \cdot N_e(h)}}{f} \right)^2} \quad (2)$$

где f – частота радиоволны.

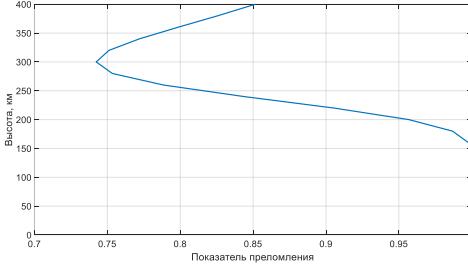


Рис. 2. Показатель преломления на частоте 12 МГц.

Для моделирования распространения радиолучей КВ-диапазона в ионосфере в работе используется алгоритм трассировки лучей. Данный механизм позволяет оценить такие показатели как: длина трассы каждого конкретного радиолуча, число этих лучей, которые оказываются в раскрыве приёмной антенной решётки, в нашем случае цифровой, для заданных условий атмосферы, а также их взаимные фазы и амплитуды. Исходя из этих соображений можно построить адекватную картину, которая складывается в тот или иной момент времени. Для математического описания радиолучей в ионосфере используется следующее выражение Гамильтона [3]:

$$H(x, y, h, t, k_x, k_y, k_h, \omega) = \Re \left\{ \frac{1}{2} \left[\frac{c^2}{\omega^2} (k_x^2 + k_y^2 + k_h^2) - n^2 \right] \right\} \quad (3)$$

где x, y - координаты луча, h - высота, k_x, k_y, k_h - компоненты волнового числа вдоль координат x, y, h , c - скорость света, ω - циклическая частота.

6. Потери при распространении

Потери при распространении в свободном пространстве описывают снижение плотности мощности электромагнитной волны по мере ее распространения в пространстве, в нашем случае оцениваются вдоль пути распространения в ионосфере, исходя из выражений (1-3). Величина потерь определяется следующим образом:

$$L_{pl} = 20 \lg \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right) \quad (4)$$

где r - длина пути луча, λ - длина волны.

Расходимость луча определяется следующим образом [4]:

$$L_{div} = \frac{1}{\sqrt{r}} \quad (5)$$

Важным фактором ослабления радиоволн является поглощение сигнала самой ионосферой, которое зависит от плотности электронов и частоты столкновений с нейтральными частицами и ионами на пути распространения сигнала. Величина абсорбции в ионосфере в децибелах определяется согласно следующим выражениям [5]:

$$L_a = -8.68 \int \kappa ds \quad (6)$$

$$\kappa = \frac{1}{\sqrt{2}} \left((\xi'_r)^2 + (\xi''_r)^2 \right)^{0.5} \quad (7)$$

$$\xi' = 1 - 4\pi \frac{N_e e^2}{m_e \epsilon_0 \omega^2} \quad (8)$$

$$\xi'' = \frac{4\pi\sigma}{\omega} \quad (9)$$

Здесь e - заряд электрона, m_e - масса электрона, ϵ_0 - диэлектрическая проницаемость, σ - общая проводимость в области ионосферы.

Таким образом, потери луча при прохождении слоев ионосферы определяются следующим образом:

$$L(\partial B) = L_{pl} + L_{div} + L_a \quad (10)$$

Следовательно, зная мощность передатчика (P_t), усиление передающей антенны (G_t), а также электронную концентрацию ионосферы, можно определить величину напряженности или мощности поля (P_r) в точке приёма, расположенную на заданном расстоянии.

$$P_r (\partial B m B m) = P_t + G_t - (L_{pl} + L_{div} + L_a) \quad (11)$$

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ

Проведем моделирование электромагнитных лучей в слоях ионосферы, математическое описание которой приведено в формулах (1-2). В качестве приёмной антенной решётки используется кольцевая конфигурация, число элементов равно восьми с полуволновым межэлементным расстоянием. Центральная частота волны равна 12 МГц.

Далее на рис. 3 приведены пять лучей, которые отличаются только начальным значением угла места от 0° до 7° на передатчике.

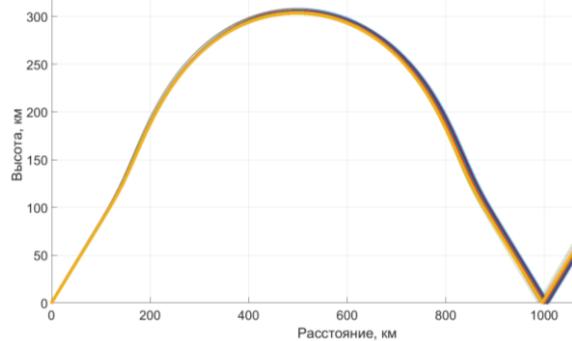


Рис. 3. Лучи в слоях ионосферы

Для начала необходимо найти лучи, которые попадают в раскрыв антенной решётки. Для решения данной задачи в работе используется алгоритм перебора, т.е. выбор тех (или того) лучей из всех возможных, которые удовлетворяют определенному критерию. В рассматриваемом случае в качестве положительного условия принятия является расположение луча в пределах длины волны от вертикальной координаты цифровой антенной решётки. Пример такой ситуации показан на рис. 5.

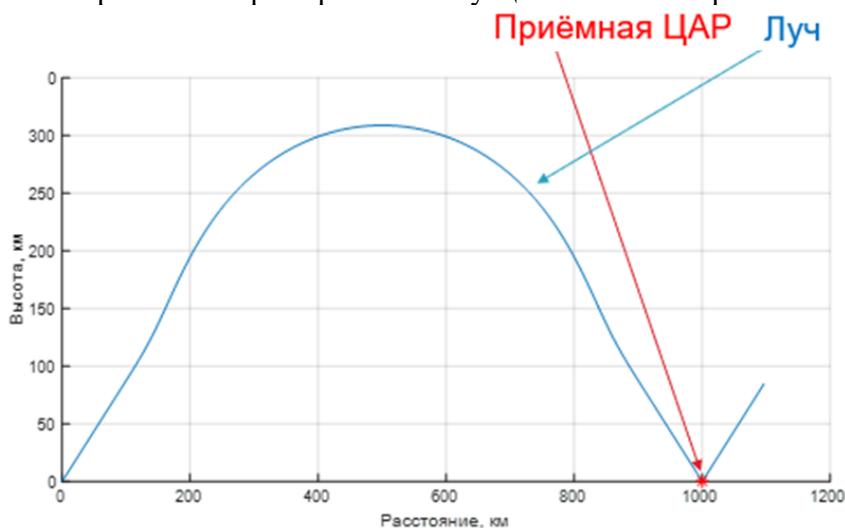


Рис. 4. Совпадение луча и цифровой антенной решётки

После того, как найдены луч(и), необходимо задать их взаимные фазы и амплитуды на антенных элементах в соответствии с геометрией антенной решётки, разности общей пройденной дистанции, а также величиной потерь:

$$\mathbf{a}(\varphi, \theta, \omega) = \begin{bmatrix} g(\varphi_0, \theta_0, \omega) e^{j[-k_o R \cos(\theta - \gamma_0) \sin(\varphi)]} \\ g(\varphi_1, \theta_1, \omega) e^{j[-k_o R \cos(\theta - \gamma_1) \sin(\varphi)]} \\ \dots \\ g(\varphi_{N-1}, \theta_{N-1}, \omega) e^{j[-k_o R \cos(\theta - \gamma_{N-1}) \sin(\varphi)]} \end{bmatrix} \quad (12)$$

Вектор сигнала на выходе кольцевой антенной решётки:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{a}(\varphi, \theta, \omega) \frac{\sqrt{0.5 P_t} s(t) G_t}{L_{pl} L_{div} L_a} + \mathbf{n}(t) \quad (13)$$

где $s(t)$ – сигнал, $\mathbf{n}(t)$ – вектор шума.

Мощность передатчика составляет 1 кВт, коэффициент усиления передающей антенны равен 15 дБ, расстояние между передатчиком и приёмной цифровой антенной решёткой вдоль прямой линии составляет 1000 км, как показано на рис. 4. Исходя из алгоритма трассировки лучей, а также выражений (4-11) величина потерь составляет более 150 дБ.

Для оценки угловых координат использовался алгоритм MUSIC. Для формирования диаграммы направленности использовался алгоритм минимум дисперсии (MVDR) [6, 7].

$$P_{MUSIC}(\varphi, \theta, \omega) = \frac{1}{\bar{\mathbf{a}}^H(\varphi, \theta, \omega) \mathbf{E}_N \mathbf{E}_N^H \bar{\mathbf{a}}(\varphi, \theta, \omega)} \quad (14)$$

где \mathbf{E}_N – матрица шумового подпространства.

$$\hat{\mathbf{w}}(\omega) = \frac{\hat{\mathbf{R}}^{-1} \bar{\mathbf{a}}(\theta_0, \phi_0, \omega)}{\bar{\mathbf{a}}(\theta_0, \phi_0, \omega)^H \hat{\mathbf{R}}^{-1} \bar{\mathbf{a}}(\theta_0, \phi_0, \omega)} \quad (15)$$

где $\hat{\mathbf{R}}$ – пространственная корреляционная матрица, вычисленная из отсчётов $\mathbf{x}(t)$ с выходов антенной решётки, индекс «0» означает оценку координаты сигнала, которая получена из выражения (14) алгоритма MUSIC.

На рис. 6 показаны пространственные характеристики после приёма сигналов, прошедших через модель ионосферы, приведённую на рис. 2.

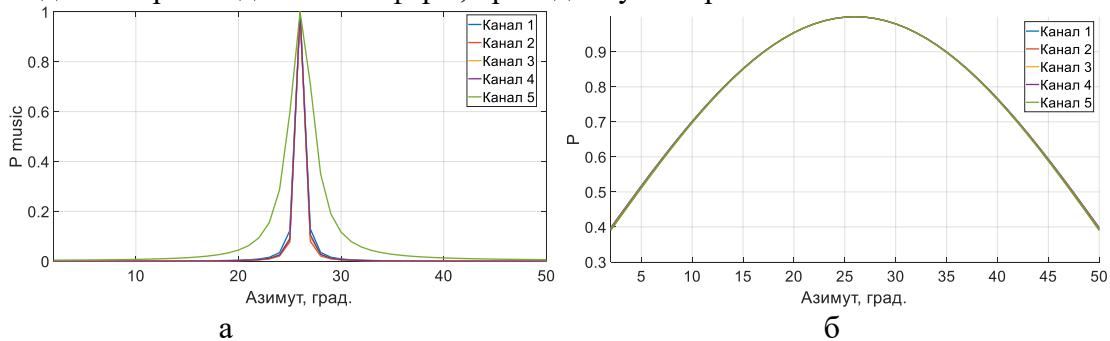


Рис. 5. Пространственные псевдоспектры (а) и сформированные диаграммы направленности для пяти частотных каналов

На рис. 5а показаны псевдоспектры для диапазона от 11,95 до 12,05 МГц, который разбит на равные части. Также на рис. 5б изображены сформированные диаграммы направленности, соответствующие данным поддиапазонам.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе продемонстрирована возможность математического моделирования цифровой пространственной обработки радиосигналов КВ-диапазона после ионосферного распространения. Кроме того, на основе выражений осуществлена оценка величины мощности сигнала на стороне приёма после прохождения ионосферы. Установлено, что при таком подходе моделирования возможно применение цифровой пространственной фильтрации КВ-сигналов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Применение прямого вариационного метода поиска верхних и нижних лучей в задаче расчета КВ-радиотрасс в ионосфере / И. А. Носиков, М. В. Клименко, П. Ф. Бессараб, Г. А. Жбанков // Международная Байкальская молодежная научная школа по фундаментальной физике : Труды XV Конференции молодых ученых, Иркутск, 11–16 сентября 2017 года. – Иркутск: Институт солнечно-земной физики Сибирского отделения Российской академии наук, 2017. – С. 129-131.
2. Носиков, И. А. Прямой вариационный метод для расчета траекторных характеристик КВ радиотрасс в ионосфере : специальность 01.04.03 "Радиофизика" : диссертация на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук / Носиков Игорь Анатольевич, 2021. – 114 с.
3. Бова Ю.И., Крюковский А.С., Лукин Д.С. Математическое моделирование распространения частотно-модулированных электромагнитных волн в ионосфере для задач радиосвязи // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Т.12. № 12. С. 22–32.
4. Дацко, В. Н. О новом подходе к проблеме загоризонтной радиолокации и связи / В. Н. Дацко // Журнал радиоэлектроники. – 2013. – № 6. – С. 5.
5. Zawdie, K. A., D. P. Drob, D. E. Siskind, and C. Coker (2017), Calculating the absorption of HF radio waves in the ionosphere, *Radio Sci.*, 52, 767–783, doi:10.1002/2017RS006256.
6. Zhou, Nan, An array virtual extension method for power equipment acoustic emission direction of arrival estimation based on high-order cumulants / Zhou, Nan & Luo, Ling & Song, Hui & Sheng, Gehao & Jiang, Xiuchen // High Voltage. – 2020. – Р. 95 – 105.
7. Нечаев, Ю. Б. Исследование цифрового диаграммообразования для оптимального помехо- и шумоподавления в антенных решетках различной формы с направленными излучателями / Ю. Б. Нечаев, И. В. Пешков // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2022. – Т. 25. – № 2. – С. 73-82.

REFERENCES

1. Application of the direct variational method of searching for upper and lower rays in the problem of calculating HF radio paths in the ionosphere / I. A. Nosikov, M. V. Klimenko, P. F. Bessarab, G. A. Zhbankov // International Baikal Youth Scientific School of Fundamental Physics : Proceedings of the XV Conference of Young Scientists, Irkutsk, September 11-16, 2017. Irkutsk: Institute of Solar-Terrestrial Physics, Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences, 2017, pp. 129-131.
2. Nosikov, I. A. Direct variational method for calculating the trajectory characteristics of HF radio tracks in the ionosphere : specialty 04/01/03 "Radiophysics" : dissertation for the

degree of candidate of physico-mathematical sciences / Nosikov, Igor Anatolyevich, 2021. 114 p.

3. Bova Yu.I., Kryukovsky A.S., Lukin D.S. Mathematical modeling of the propagation of frequency-modulated electromagnetic waves in the ionosphere for radio communication problems // T-Comm: Telecommunications and Transport. 2018. Vol. 12. № 12. pp. 22-32.
4. Дацко, В. Н. О новом подходе к проблеме загоризонтной радиолокации и связи / В. Н. Дацко // Журнал радиоэлектроники. – 2013. – № 6. – С. 5.
5. Zawdie, K. A., D. P. Drob, D. E. Siskind, and C. Coker (2017), Calculating the absorption of HF radio waves in the ionosphere, *Radio Sci.*, 52, 767–783, doi:10.1002/2017RS006256.
6. Zhou, Nan, An array virtual extension method for power equipment acoustic emission direction of arrival estimation based on high - order cumulants / Zhou, Nan & Luo, Lingen & Song, Hui & Sheng, Gehao & Jiang, Xiuchen // High Voltage. – 2020. – P. 95 – 105.
7. Nechaev, Yu. B. Research of digital diagramming for optimal interference and noise reduction in antenna arrays of various shapes with directional radiators / Yu. B. Nechaev, I. V. Peshkov // Physics of wave processes and radio engineering systems. – 2022. – Vol. 25. – No. 2. – pp. 73-82.

РАДИОСИСТЕМА С ФИКСИРОВАННОЙ ДАЛЬНОСТЬЮ ДЕЙСТВИЯ НА ОСНОВЕ ВОЛН С НЕНУЛЕВЫМ ОРБИТАЛЬНЫМ УГЛОВЫМ МОМЕНТОМ

Ю. М. Мелёшин

Национальный исследовательский университет «МИЭТ», Москва, Россия

Аннотация. В работе предложена концепция радиосистемы с фиксированной дальностью действия на основе волн с ненулевым орбитальным угловым моментом (ОУМ волны), которая потенциально обладает преимуществом перед классическими системами связи с точки зрения защищённости от несанкционированного доступа к передаваемой информации. Фиксированная дальность радиосистемы обеспечивается за счет использования двух важных свойств ОУМ волн: ортогональность различных ОУМ мод и свойства волновых пучков, которые проявляют ОУМ волны. Показан один из возможных вариантов построения подобных радиосистем и проведены экспериментальные исследования, показавшие возможность передачи и детектирования информации на расстоянии 140 см и существенных сложностях при детектировании информации на расстояниях более 150 см для предложенных начальных условий.

Ключевые слова: защита информации; орбитальный угловой момент; ОУМ; волновые пучки; дальность действия радиосистемы; радиосистема связи.

RADIO SYSTEM WITH A FIXED RANGE BASED ON ORBITAL ANGULAR MOMENTUM WAVES

Y. M. Meleshin

National Research University of Electronic Technology (MIET), Moscow, Russia

Abstract. The paper proposes the concept of a fixed-range radio system based on orbital angular momentum (OAM) waves, which potentially has an advantage over classical communication systems in terms of security against unauthorized access to transmitted information. The fixed range of the radio system is ensured by using two important properties of OAM waves: the orthogonality of different OAM modes and the properties of wave beams that exhibit OAM waves. One of the possible options for constructing such radio systems is shown and experimental studies have been carried out, showing the possibility of transmitting and detecting information at a distance of 140 cm and significant difficulties in detecting information at distances of more than 150 cm for the proposed initial conditions.

Keywords: data protection; orbital angular momentum; OAM; wave beams; radio system range; radio communication system.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время актуальными являются исследования вопросов борьбы с несанкционированным перехватом информации (НПИ) в радиоканале. Традиционно, данные вопросы разрешаются за счет применения алгоритмов кодирования данных, например, на основе динамического хаоса [1]. Однако, и любые направленные радиосистемы также обладают некой пространственной защищенностью за счет формирования узкого луча диаграммы направленности (ДН), в таком случае защищённость будет определяться отношением коэффициента усиления антенны в направление максимума ДН к направлению, в котором расположено устройство НПИ. Достаточность такой защищенности будет определяться добротностью приемной

системы устройства НПИ. Еще одним способом построения системы, который способствует увеличению защищенности канала – метод прямой антенной модуляции [2,3], при котором излучаемый сигнал в дальней зоне модулируется изменяющимися во времени изменениями электромагнитных (ЭМ) граничных условий ближнего поля антенны. Это позволяет передатчику отправлять данные в зависимости от направления, создавая защищенную линию связи [4]. Данный метод позволяет улучшить пространственную защищенность, однако, не даёт выигрыша для случаев, когда устройство НПИ находится на одной прямой с приемником и передатчиком.

В рамках данного исследования предлагается рассмотреть концепцию радиосистемы ограниченной дальности действия на основе волн с ненулевым орбитальным угловым моментом (ОУМ волны). Такие волны имеют спиральный фазовый фронт и помимо традиционных параметров ЭМ волн описываются значением формируемой моды $l=0, \pm 1, \pm 2\dots$, которая показывает количество заходов спирали фазового фронта, а знак – направление вращения спирали (рисунок 1) [5].

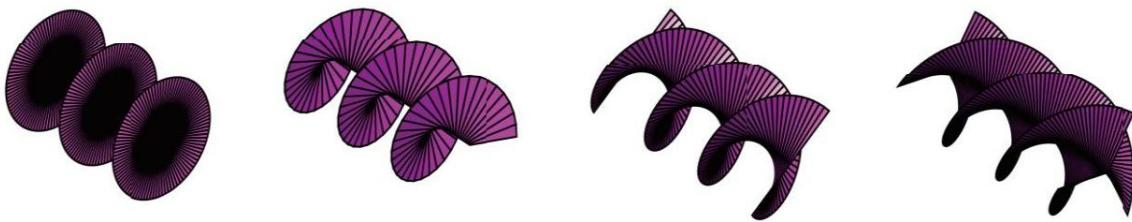


Рис. 1. Фазовый фронт волны для $l=0,1,2,3$ [5]

Такие волны, хоть и называются в литературе волнами, проявляют свойства волновых пучков и имеют ограниченный диапазон дальностей, на котором проявляются свойства ортогональности между различными модами. Данное свойство и предлагается использовать для построения системы радиосвязи с ограниченной дальностью действия.

2. ОПИСАНИЕ РАДИОСИСТЕМЫ И ПРИНЦИПОВ ЕЁ РАБОТЫ

Как уже было сказано ранее, ОУМ волны с разными модами являются взаимно ортогональными, однако, на удаление от антенн – наблюдается существенное расхождение ОУМ волн и фазовый фронт перестает быть спиралевидным и становится произвольным. Это приводит к тому, что на большом удалении от ОУМ антенн с разными модами крайне затруднительно отличить эти моды (теряется ортогональность между ними). Более подробно данный эффект показан в [6]. Следовательно, если модулировать информацией любой параметр сравнения двух разных ОУМ мод, то такая информацию можно будет извлечь только в области ортогональности ОУМ мод, что позволяет на этапе проектирования антенной системы задавать дальность действия такой радиосистемы.

В рамках данной работы предлагается построить простой пример такой радиосистемы на базе антенн, формирующих ОУМ моды $l=+1$ и $l=-1$, при этом со стороны передатчика информация будет модулировать относительную разность фаз между антеннами с разными модами (0° - «0», 180° - «1» соответственно), а со стороны приемника, для простоты детектирования, будет стоять простой сумматор, подключенный к аналогичным антennам с разными модами. Таким образом, когда на передающей части информационный сигнал равен «0» – амплитуда сигнала на выходе сумматора будет максимальная, а когда «1» – минимальна. Схема такой радиосистемы представлена на рисунке 2.

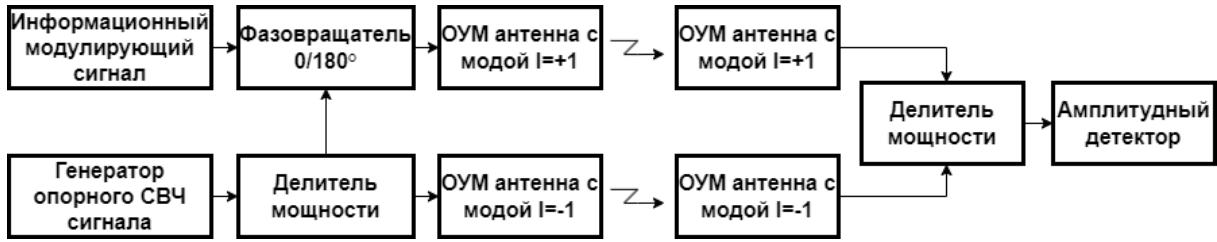


Рис. 2. Схема радиосистемы

На дальностях, на которых уменьшается взаимная ортогональность ОУМ антенн с разными модами разница амплитуд будет пропорционально уменьшаться, пока не достигнет случайных значений.

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОТРАБОТКА

Для экспериментальной проверки предложенной концепции была собрана измерительная установка, в соответствии с рисунком 2. Центральная рабочая частота была выбрана $f=9,5$ ГГц исходя из характеристик используемых антенн, в качестве генератора опорного СВЧ сигнала использовался генератор R&S SMW200A, а в качестве амплитудного детектора анализатор спектра R&S FSW43. Также, из-за дополнительных потерь в фазовращателе и необходимости выравнивания амплитуды сигнала на входе ОУМ антенн – в линии между делителем и антенной с модой $l=-1$ был добавлен аттенюатор. В качестве ОУМ антенн были использованы печатные эквидистантные антенные решетки, фазовое распределение на которых позволяет формировать ОУМ моды $l=\pm 1$ в диапазоне дальностей до 150 см [6]. На рисунке 3 представлено расположение оной пары антенн при проведении измерений.

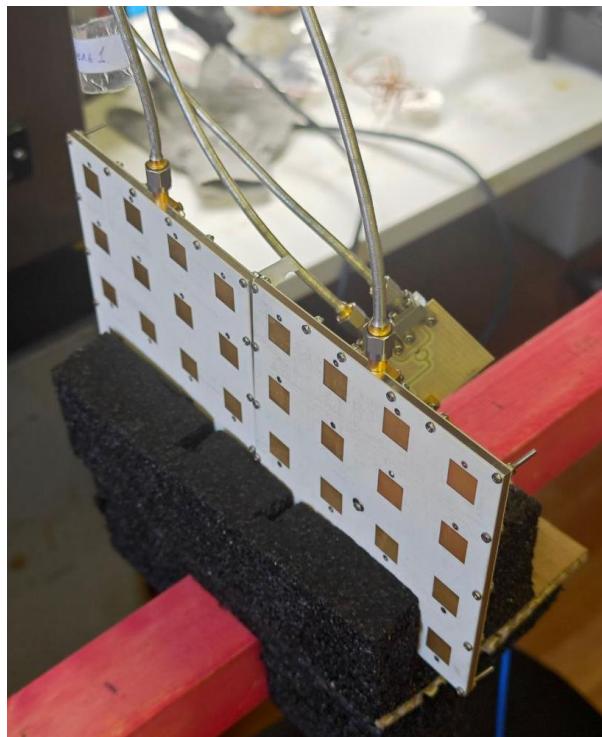


Рис. 3. Пара антенн с модами $l=\pm 1$

Для расстояний между антеннами от 20 до 250 см была измерена разница амплитуд на выходе сумматора для двух информационных состояний на входе передатчика («0» и «1»). Результаты измерений представлены на рисунке 4.



Рис. 4. Зависимость разницы амплитуд от дальности

По результатам измерений видно, что разница амплитуд двух информационных состояний составляет от 10 до 20 дБ в диапазоне дальностей от 40 до 140 см, что позволяет говорить о возможности детектирования информации, тогда как начиная с расстояния 150 см эта разница составляет менее 3 дБ и имеет в том числе отрицательные значения и шумовой характер. Полученные данные совпадают с ожиданиями, с учетом характеристик используемых ОУМ антенн, и позволяют говорить о работоспособности предлагаемой концепции построения радиосистемы.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе предложена концепция построения радиосистемы на основе ОУМ волн в которой дальность действия ограничивается дальностью ортогональности различных ОУМ мод, которая зависит от конкретной ОУМ антенны и может быть зафиксирована на этапе проектирования антенной системы. Таким образом достигается новое качество защищённости радиосистемы от несанкционированного доступа к передаваемой информации, даже если перехватывающее устройство будет находиться на одной линии с передающей и приемной антенной (в главном максимуме диаграммы направленности) и будет иметь приемную систему с заведомо лучшей добротностью.

Показан один из возможных вариантов построения такой радиосистемы, а также проведено экспериментальное подтверждение её работоспособности. Представленная система обладает ограниченной дальностью действия: не более 150 см.

На основании этого сделаны выводы об актуальности продолжения исследований в данном направлении, к наиболее актуальным областям дальнейшего исследования относятся:

- 1) Создание ОУМ антенной системы с конфигурируемым диапазоном дальностей с требуемой ортогональностью мод.
- 2) Общее увеличение чистоты формируемых ОУМ мод и их количество, что требуется для увеличения пропускной способности таких систем.
- 3) Общее увеличение дальности действия систем на основе ОУМ волн.

ЛИТЕРАТУРА

1. Информационные технологии на основе динамического хаоса для передачи, обработки, хранения и защиты информации / Ю. В. Гуляев, Р. В. Беляев, Г. М. Воронцов [и др.] // Радиотехника и электроника. – 2003. – Т. 48, № 10. – С. 1157-1185.
2. X. J. Xu and Y. E. Wang, "A direct antenna modulation (DAM) transmitter with a switched electrically small antenna," 2010 International Workshop on Antenna Technology (iWAT), Lisbon, Portugal, 2010, pp. 1-4, doi: 10.1109/IWAT.2010.5464640.
3. Onto a higher power handling for very high frequency direct antenna modulation / J. P. D. Santos, K. Bhakta, F. Fereidoony, Yu. E. Wang // IET Circuits, Devices and Systems. – 2022. – Vol. 16, No. 5. – P. 373-381. – DOI 10.1049/cds2.12108.
4. Babakhani, Aydin (2008) Direct Antenna Modulation (DAM) for On-Chip mm-Wave Transceivers. Dissertation (Ph.D.), California Institute of Technology. doi:10.7907/BS6T-1S20.
5. W. Cheng, W. Zhang, H. Jing, S. Gao and H. Zhang, "Orbital Angular Momentum for Wireless Communications," in IEEE Wireless Communications, vol. 26, no. 1, pp. 100-107, February 2019, doi: 10.1109/MWC.2017.1700370.
6. Мелёшин Ю.М. Исследование и разработка антенны Х-диапазона частот для формирования волн с ненулевым орбитальным угловым моментом / Ю. М. Мелёшин // Труды МАИ. – 2024. – № 135.

REFERENCES

1. Information technologies based on dynamic chaos for transmission, processing, storage and protection of information / Yu. V. Gulyaev, R. V. Belyaev, G. M. Vorontsov [et al.] // Radio engineering and electronics. – 2003. – T. 48, No. 10. – P. 1157-1185.
2. X. J. Xu and Y. E. Wang, "A direct antenna modulation (DAM) transmitter with a switched electrically small antenna," 2010 International Workshop on Antenna Technology (iWAT), Lisbon, Portugal, 2010, pp. 1-4, doi: 10.1109/IWAT.2010.5464640.
3. Onto a higher power handling for very high frequency direct antenna modulation / J. P. D. Santos, K. Bhakta, F. Fereidoony, Yu. E. Wang // IET Circuits, Devices and Systems. – 2022. – Vol. 16, No. 5. – P. 373-381. – DOI 10.1049/cds2.12108.
4. Babakhani, Aydin (2008) Direct Antenna Modulation (DAM) for On-Chip mm-Wave Transceivers. Dissertation (Ph.D.), California Institute of Technology. doi:10.7907/BS6T-1S20.
5. W. Cheng, W. Zhang, H. Jing, S. Gao and H. Zhang, "Orbital Angular Momentum for Wireless Communications," in IEEE Wireless Communications, vol. 26, no. 1, pp. 100-107, February 2019, doi: 10.1109/MWC.2017.1700370.
6. Y. M. Meleshin, "Research and development of X-band antenna for wave formation with non-zero orbital angular momentum", (in Russian), Trudy MAI, vol. 135, 2024.

ИССЛЕДОВАНИЕ НАПРАВЛЕННЫХ СВОЙСТВ ДИСКОКОНУСНОЙ АНТЕННЫ С ИЗОГНУТЫМ ДИСКОМ

Ю.Н. Богданов, А.В. Иванов

ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия

Аннотация. Представлены результаты электродинамического моделирования дискоконусной антенны с изогнутым диском

Ключевые слова: дискоконусная антenna, изогнутый диск, диаграмма направленности, диаграмма Вольперта-Смита, коэффициент стоячей волны.

INVESTIGATION OF DIRECTIONAL PROPERTIES OF A DISCOCONUS ANTENNA WITH A CURVED DISK

Y.N. Bogdanov, A.V. Ivanov

Air Force Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin,
Voronezh, Russia

Abstract. The results of electrodynamic modeling of a disc-cone antenna with a curved disk are presented.

Keywords: discoconus antenna, curved disk, radiation pattern, Wolpert-Smith diagram, standing wave coefficient.

1. ВВЕДЕНИЕ

Задача компактного размещения антенн в малоразмерных подвижных робототехнических устройствах актуальна для каждого нового образца данной категории техники. Она может решаться путём разработки антенных конструкций, обладающих свойством конформности.

Цель данной работы представить результаты электродинамического моделирования одного простого образца дискоконусной антенны с изогнутым диском в двух комбинациях, обладающими, в некотором приближении, свойствами конформности.

Одним из способов решения задачи обеспечения конформности является применение гибких антенн из различных полимеров на примере работ [1, 2].

2. МОДЕЛИРОВАНИЕ АНТЕННЫ

Предлагается рассмотреть два варианта модели на основе простейшей дискоконусной конструкции, упоминаемой в работе [3] с гибким диском (подстилающей поверхностью). Внешний вид первого варианта (var 1) с изгибом диска вниз (конусный вибратор внутри мнимого цилиндра, огибающего диском) антенны представлен на рисунке 1. Внешний вид второго варианта (var 2) с изгибом диска вверх (конусный вибратор за пределами мнимого цилиндра, огибающего диском) антенны представлен на рисунке 2. Модель антенны конструктивно представляет собой круглое металлическое тонколистовое основание (диск) диаметром $d = 3\lambda_p$ с конусом высотой $h_k = 0,25\lambda_p$ и основанием $d_k = 0,5\lambda_p$, ориентированным по центру симметрии диска, где λ_p рабочая длина волны. Радиус изгиба диска 80 мм. Диапазон рабочих частот 4-6

ГГц, материал элементов антенны идеальный проводник. Выходное сопротивление симулятора генератора 50 Ом. Вариант запитки показан на рисунке 3.

Моделирование осуществлялось с использованием программного продукта CST Microwave studio.

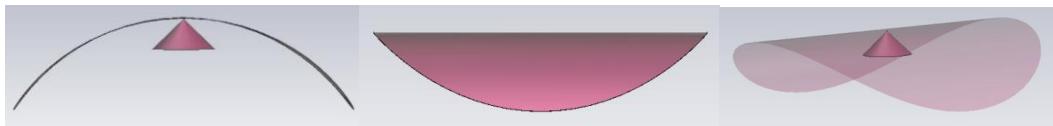


Рис. 1. Модель дискооконусной антенны с гибким диском, вариант 1



Рис. 2. Модель дискооконусной антенны с гибким диском, вариант 2

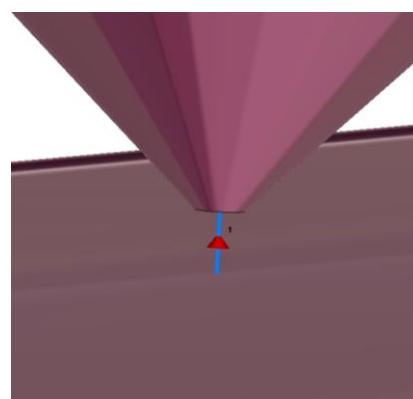


Рис. 3. Вариант запитки антенны

Численный эксперимент в заданном частотном диапазоне позволил получить следующие расчетные значения электродинамических параметров.

Диаграмма Вольперта-Смита, представлена на рисунке 4.

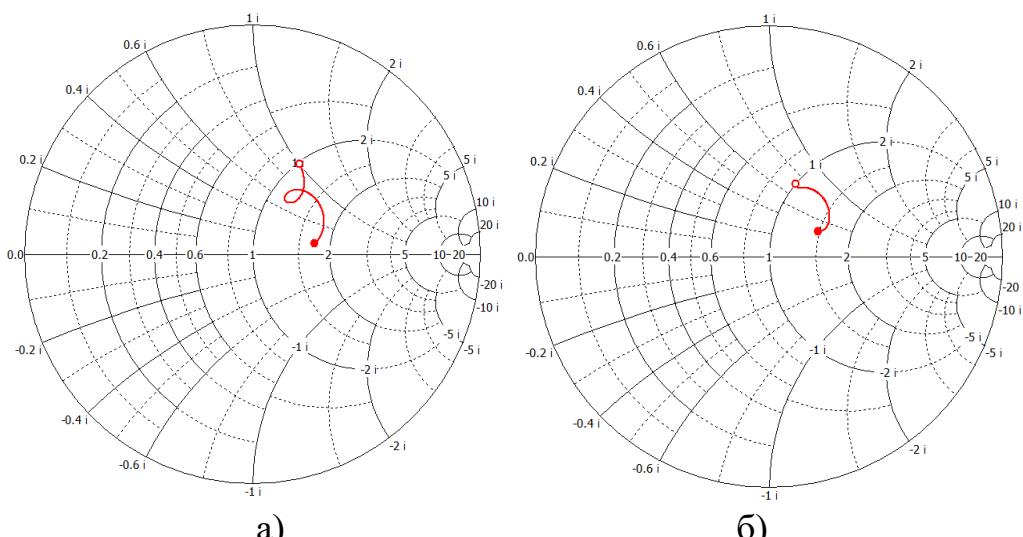


Рис. 4. Диаграмма Вольперта-Смита

Рассчитанный коэффициент стоячей волны в диапазоне рабочих частот представлен на рисунке 5.

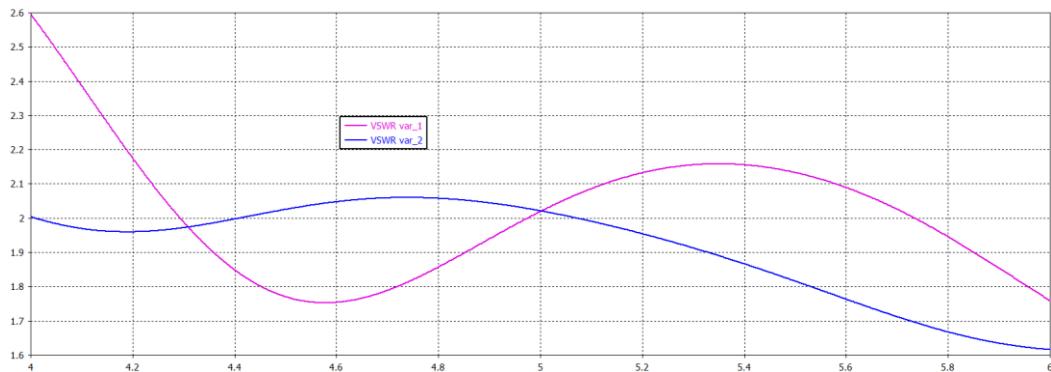


Рис. 5. Коэффициент стоячей волны

Графическое представление комплексных сопротивлений двух вариантов антенны показано на рисунке 6.

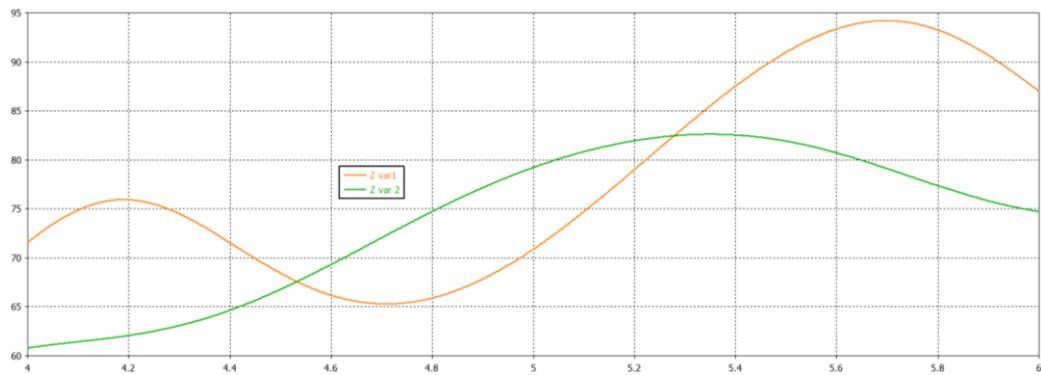


Рис. 6. Импедансная характеристика

Полученные результаты расчетной диаграммы направленности в полярной системе координат в азимутальной и угломестной плоскостях вариантов заданных отсчетных значений частот 4, 5, 5,6, 6 ГГц для условий: а) азимут (ϕ) 0 градусов; б) азимут (ϕ) 90 градусов; в) угол места (Θ) 90 градусов представлены на рисунках 7 (антенна вариант 1), 8 (антенна вариант 2).

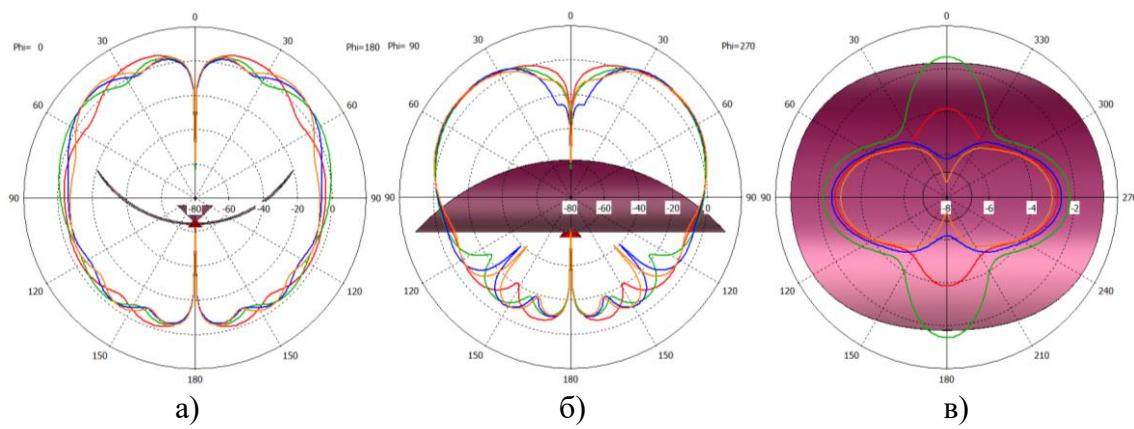


Рис. 7. Групповая диаграмма направленности в полярной системе координат антенны

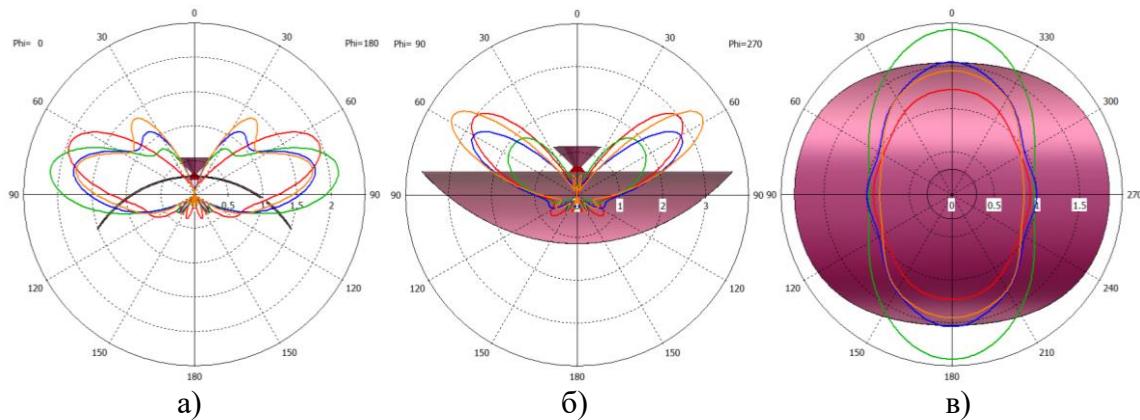


Рис. 8. Групповая диаграмма направленности в полярной системе координат антенны

Трехмерная диаграмма направленности на частоте 5,6 ГГц, расчетное значение коэффициента направленного действия 6,47 дБи (антенна вариант 1), 2,78 дБи (антенна вариант 2), представлена на рисунке 9.

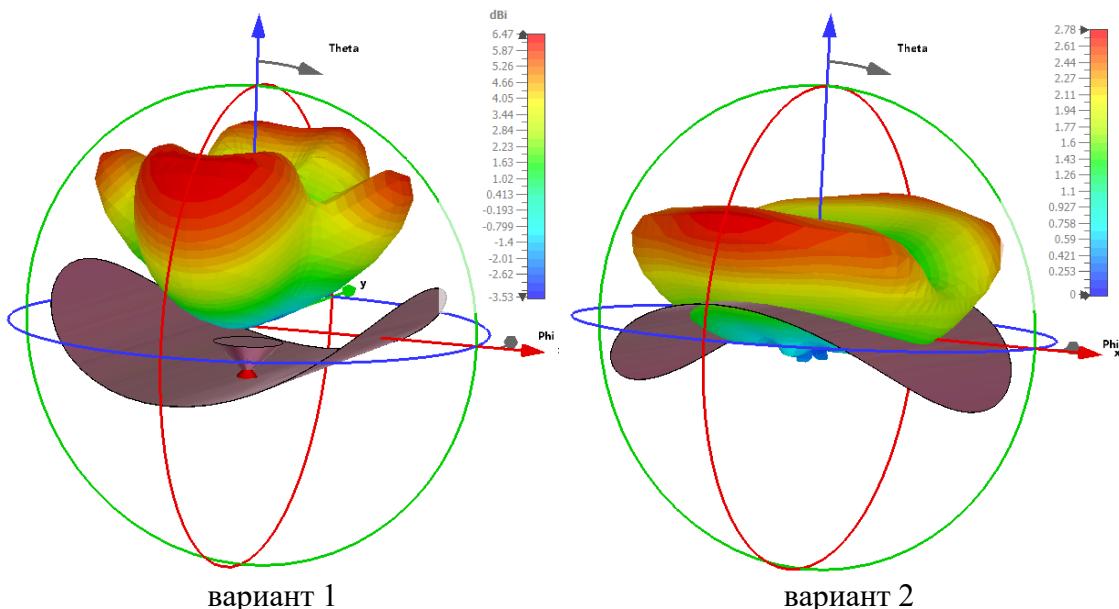


Рис. 9. Трехмерная диаграмма направленности

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Из результатов численного моделирования двух вариантов дискоконусной антенны с изогнутым диском выявлены следующие закономерности:

комплексное сопротивление антенн варьируется в пределах: вариант 1 – от $(51,2+i50,1)$ до $(86,5+i9,07)$ Ом (рисунки 4 а и 6 var 1), вариант 2 – от $(50,2+i35,5)$ до $(73,8+i17,3)$ Ом (рисунки 4 б и 6 var 2) в исследуемом диапазоне частот.

расчетные значения коэффициента стоячей волны не на много превышают 2 в некоторых участках выбранного диапазона частот (рисунок 5);

изгиб подстилающей поверхности (диска) влияет на формирование главных лепестков диаграммы направленности для обеих вариантов с уровнями: вариант 1 – 6,47 дБи (рисунок 8 а), вариант 2 – 2,78 дБи (рисунок 8 б);

Данные варианты антенн возможно разместить на внутренней поверхности фюзеляжа летательного аппарата.

Преимущество данной модели антенного устройства в конформности и технологичности. Недостатком является относительная габаритность антенны – не на всяком носителе возможно разместить данный тип антенны из-за её геометрических размеров.

ЛИТЕРАТУРА

1. Вендик И. Б. Гибкие антенны и импедансные поверхности для беспроводных систем на поверхности человеческого тела / И. Б. Вендик // Электроника и микроэлектроника СВЧ. – 2015. – Т. 1. – С. 167-172.
2. MASM AL-Haddad. Flexible Antenna: A Review of Design, Materials, Fabrication, and Applications. MASM AL-Haddad el al 2021 J. Phys.: Conf. Ser. 1878(2021) 012068. DOI 10.1088/1742-6596/1878/1/012068. URL: <https://www.sci-hub.ru/10.1088/1742-6596/1878/1/012068> (дата обращения: 15.06.2024)
3. Алиев Д.С., Иванов А.В., Пастернак Ю.Г., Пендорин В.А., Чесноков Е.С. Несимметричная вибраторная антenna на основе фазокорректирующей диэлектрической линзы // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. - 2021. - Т. 24. - № 3 - С. 92-99

REFERENCES

1. Vendik I. B. Flexible antennas and impedance surfaces for wireless systems on the surface of the human body / I. B. Vendik // Microwave electronics and microelectronics. – 2015. – Vol. 1. – pp. 167-172.
2. MASM AL-Haddad. Flexible Antenna: A Review of Design, Materials, Fabrication, and Applications. MASM AL-Haddad el al 2021 J. Phys.: Conf. Ser. 1878(2021) 012068. DOI 10.1088/1742-6596/1878/1/012068. URL: <https://www.sci-hub.ru/10.1088/1742-6596/1878/1/012068>
3. Aliev D.S., Ivanov A.V., Pasternak Yu.G., Pendyurin V.A., Chesnokov E.S. An asymmetric vibrator antenna based on a phase-correcting dielectric lens // Physics of wave processes and radio engineering systems. - 2021. - Vol. 24. - № 3. - pp. 92-99

ТУРНИКЕТНАЯ АНТЕННА КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ ДЕЦИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН

Ю. С. Русов, К. Д. Соломонов, О. Е. Смирнов

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

Аннотация. В статье представлена модель приемо-передающей турникетной антенны круговой поляризации с широкоугольной диаграммой направленности. Согласование антенны с питающей линией выполнено при помощи щелевого симметрирующего устройства. Для расширения диаграммы направленности и достижения согласования в необходимой полосе частот применяется наклонное размещение металлических плеч вибраторов.

Ключевые слова: турникетная антenna; щелевое симметрирующее устройство.

DECIMETER WAVE BAND CIRCULAR POLARIZED TURNSTILE ANTENNA

Yu. S. Rusov, K. D. Solomonov, O. E. Smirnov

Bauman Moscow State Technical University,
Moscow, Russia

Abstract. The article presents a model of a circular polarization turnstile antenna with a wide-angle directional pattern. The antenna is matched to the feeder line using a slot balun. To expand the directional pattern and achieve matching in the required frequency band, an inclined placement of the metal arms of the vibrators is used.

Keywords: turnstile antenna; split coaxial balun.

1. ВВЕДЕНИЕ

Турникетные антенны находят применение в дециметровом диапазоне длин волн. Использование ряда технических решений в их конструкциях позволяет обеспечить работу в режимах приёма и передачи электромагнитных волн с круговой поляризацией. Для антенн данного типа также может быть реализовано хорошее согласование в двух и более различных полосах частот. Кроме того, такие антенны обладают достаточно широкой диаграммой направленности [1, 2]. Разработка высокотехнологичных конструкций антенн данного типа представляет практический интерес.

2. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ АНТЕННЫ

При расчёте турникетных антенн необходимо определить длины излучающих вибраторов и щелевого симметрирующего устройства. Расчёт длин плеч вибраторов проведен по формулам (1) – (3) с учетом согласования в относительной полосе частот не менее 40% [1].

$$L_x = \frac{L_0}{\sqrt{1 + \frac{1}{Q}}}, \quad (1)$$

$$L_y = L_0 \sqrt{1 + \frac{1}{Q}}, \quad (2)$$

$$Q = \frac{K_{ctU} - 1}{\Delta f \sqrt{K_{ctU}}}, \quad (3)$$

где Q – добротность антенного контура на резонансной частоте, Δf – относительная полоса рабочих частот, K_{ctU} – коэффициент стоячей волны по напряжению, L_0 – длина полуволнового вибратора на центральной частоте рабочего диапазона.

Для обеспечения работы в двух полосах частот, соответствующих режимам передачи и приёма электромагнитных волн круговой поляризации, необходимо ортогонально запитать плечи вибраторов различной длины. Выполнение этого условия обеспечивается при использовании щелевого симметрирующего устройства, которое реализовано в виде четвертьволнового выреза во внешней стенке коаксиального волновода антенны. При этом два излучателя припаиваются к центральной жиле коаксиального кабеля, а два других – к внешнему экрану, что позволяет запитать вибраторы антенны со сдвигом фазы 90° [4, 5]. Наклон излучателей относительно горизонтальной плоскости позволяет получить две разнесённые по частотам полосы согласования антенны. Проведённые исследования показали, что наилучшее согласование одновременно в двух частотных полосах достигается при наклоне плеч вибраторов под углом 45° . Полученные в результате оптимизации размеры элементов антенны приведены на рисунке 1, где λ – длина волны в свободном пространстве на средней частоте рабочего диапазона.

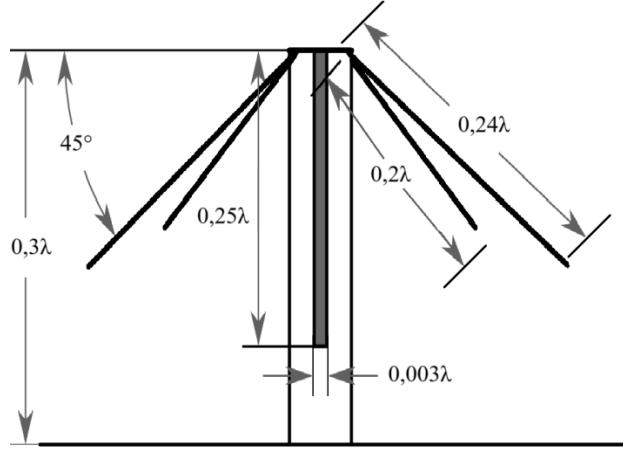


Рис. 1. Расчетная модель антенны.

Для фиксации плеч вибраторов под определённым углом и защиты антенны от воздействия внешних факторов разработан пластиковый корпус, который может быть изготовлен методом 3D-печати. Итоговая модель антенны в корпусе приведена на рисунке 2.

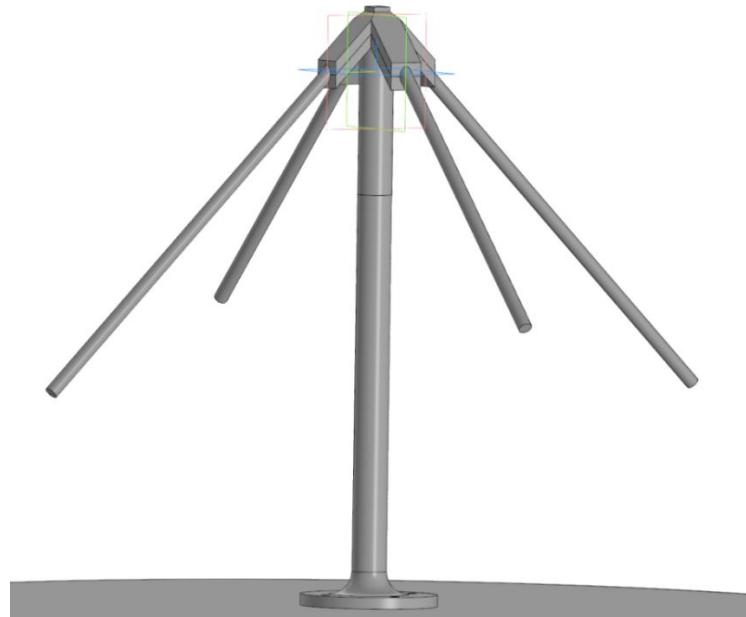


Рис. 2. 3D модель антенны с корпусом.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ АНТЕННЫ

Расчёт электрических характеристик антенны и её оптимизация проведены с применением программы электродинамического моделирования. На рисунке 3 представлена частотная зависимость коэффициента стоячей волны на входе антенны. Характеристика содержит две частотные полосы, в которых достигаются низкие значения $K_{стU}$. Эти полосы частот могут применяться для реализации режимов приёма и передачи электромагнитных волн.

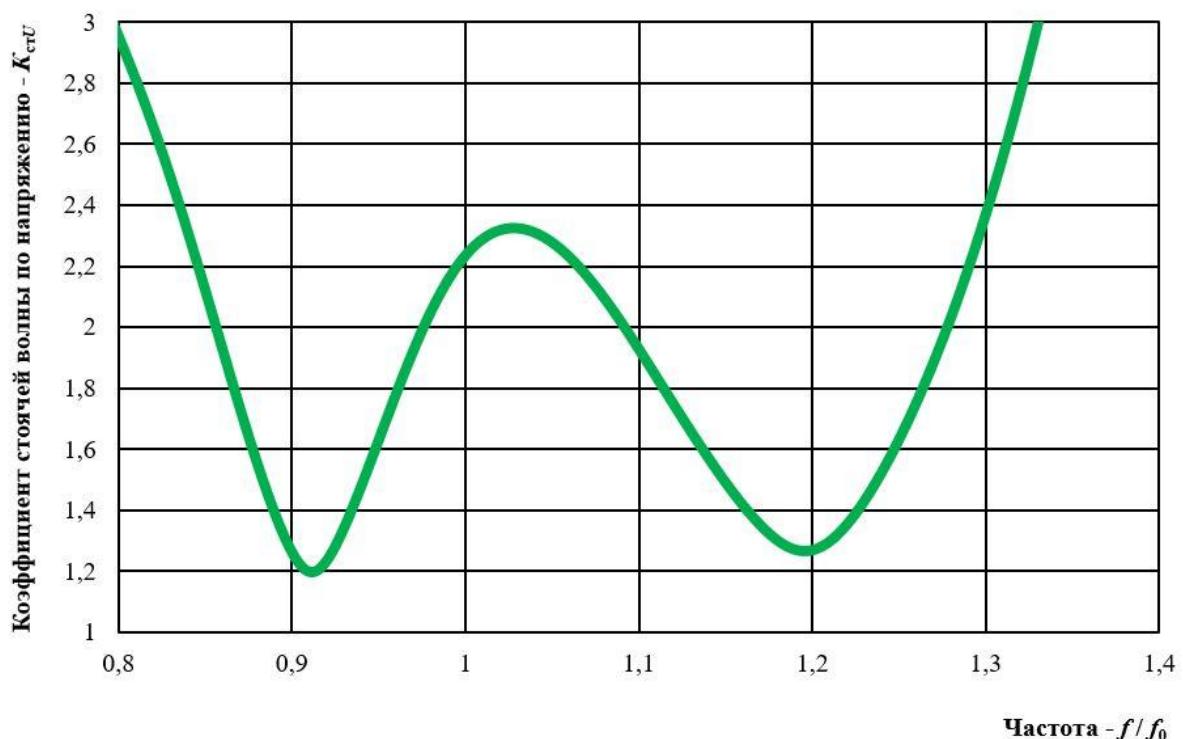


Рис. 3. Частотная зависимость коэффициента стоячей волны на входе антенны.

На рисунке 4 приведены диаграммы направленности антенны, а на рисунке 5 – зависимости коэффициента эллиптичности антенны K_E от угла θ , который отсчитывается от оси антенны.

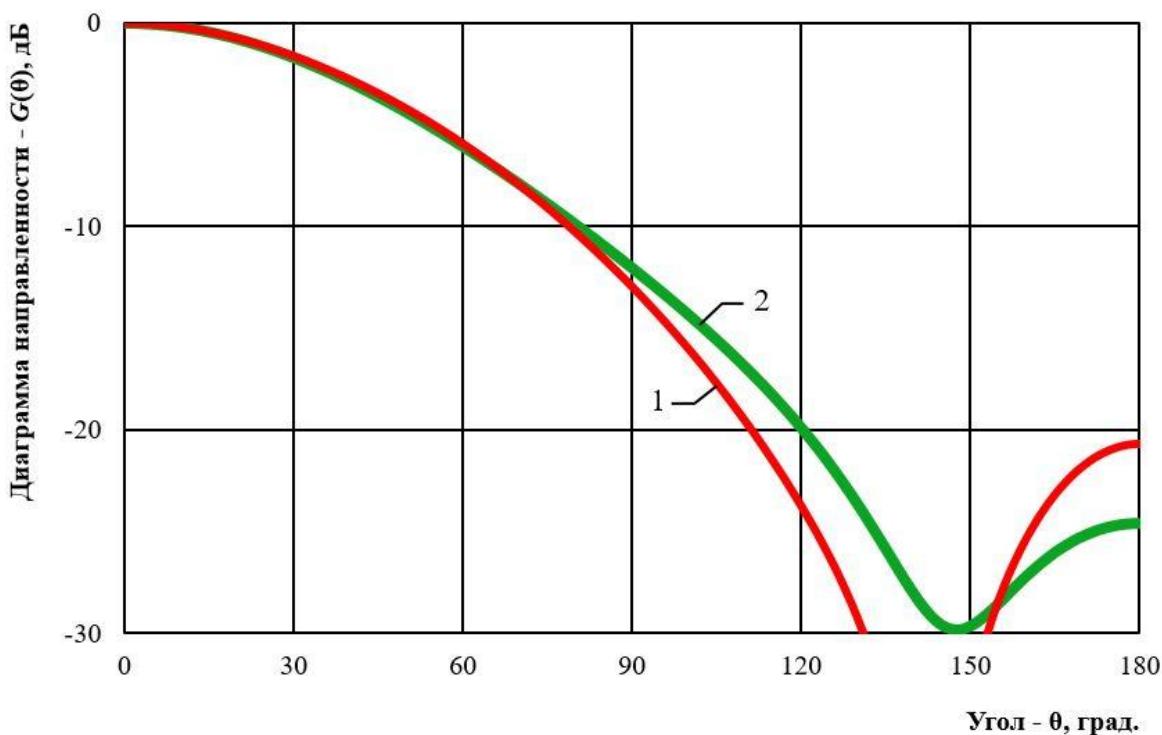


Рис. 4. Диаграммы направленности антенны при работе в двух полосах частот.

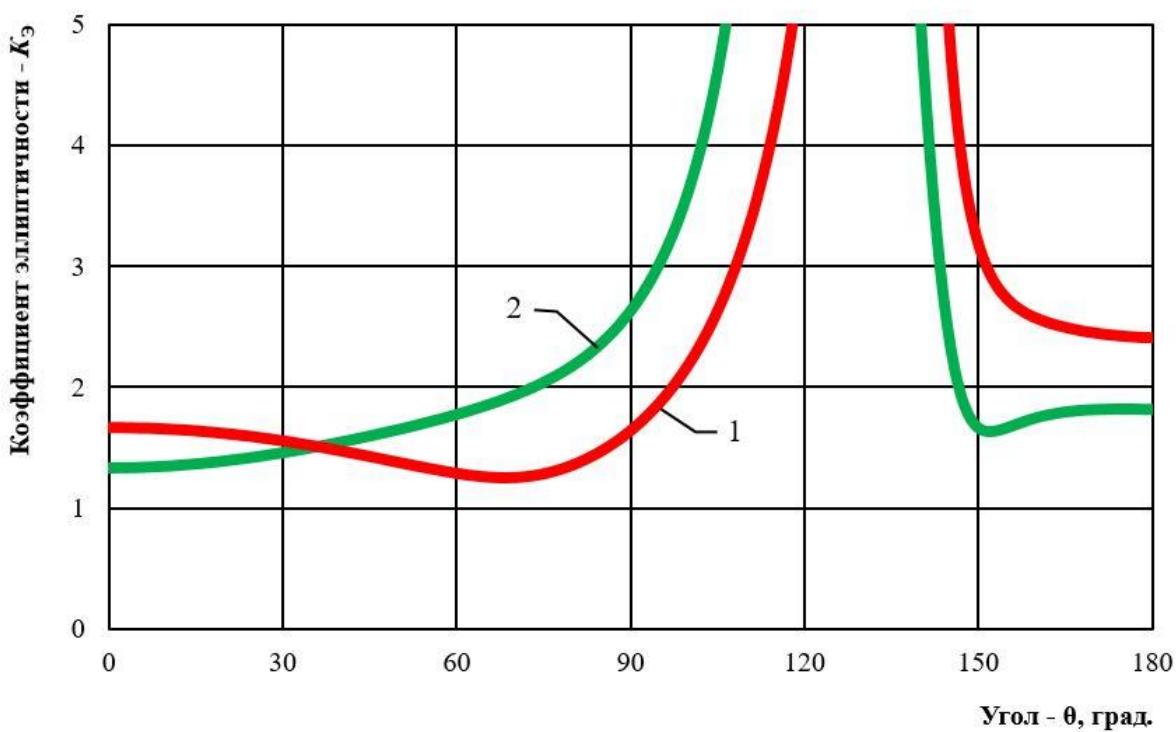


Рис. 5. Коэффициент эллиптичности антенны в двух полосах частот.

Кривые 1 и 2 на рисунке 4 и рисунке 5 соответствуют работе антенны в двух полосах частот с низкими значениями коэффициента стоячей волны по напряжению.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработана турникетная антenna, обеспечивающая диаграмму направленности с главным лепестком шириной 120° по уровню минус 6 дБ при коэффициенте эллиптичности не хуже 1,4...1,6 в осевом направлении излучения. Антenna имеет простую и технологичную конструкцию, которая может быть изготовлена с применением доступных материалов и технологических процессов. Особенностью конструкции антенны является щелевое симметрирующее устройство, выполненное на базе жесткого коаксиального кабеля. Антenna может применяться в режимах передачи и приёма электромагнитных волн круговой поляризации в двух различных полосах частот.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гончаренко И. В. Антены КВ и УКВ. Часть 4. М.: РадиоСофт, 2014. – 332 с.
2. Дворников С. В., Власенко В. И., Бибарсов М. Р. Антenna система воздушного ретранслятора для систем подвижной связи // Вестник СПб ун-та ГПС МЧС России, 2022, №3 – С. 58-67.
3. Balanis C. A. Antenna Theory: Analysis and Design. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2016. – 1104 p.
4. Khalid F. A. Hussein. Optimized Wideband Impedance Matching Balun for Conducting Two-Arm Antennas // International Journal of Antennas and Propagation, 2014, Article ID 748216. – Pp. 1-13. DOI: 10.1155/2014/748216.
5. Порохов И. О., Кондратьев А. А., Попов В. П. Активные антены эллиптической поляризации // Радиотехника, 2020, Т. 84, № 10(20). – С. 54-63. DOI: 10.18127/j00338486-202010(20)-07.

REFERENCES

1. Goncharenko V. I. HF and VHF antennas. Part 4. Moscow: RadioSoft, 2014. – 332 p.
2. Dvornikov S. V., Vlasenko V. I., Bibarsov M. R. Air Repeater Antenna System for Mobile Communication Systems // Bulletin of the St. Petersburg University of the GPS EMERCOM of Russia, 2022, №3. – Pp. 58-67.
3. Balanis C. A. Antenna Theory: Analysis and Design. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2016. – 1104 p.
4. Khalid F. A. Hussein. Optimized Wideband Impedance Matching Balun for Conducting Two-Arm Antennas // International Journal of Antennas and Propagation, 2014, Article ID 748216. – Pp. 1-13. DOI: 10.1155/2014/748216.
5. Prohorov I. O., Kondratiev A. A., Popov V. P. Active antennas of elliptical polarization // Radiotekhnika, 2020, Vol. 84, № 10(20). – Pp. 54-63. DOI: 10.18127/j00338486-202010(20)-07.

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ШИРИНЫ СПЕКТРА МОЩНОСТИ ПОМЕХИ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ СИСТЕМЫ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ СЕЛЕКЦИИ СИГНАЛОВ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

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. Получено соотношение, связывающее дисперсию выходного сигнала двухканальной антенной решетки с шириной спектра мощности стационарной помехи, принимаемой с произвольного направления. Проведены расчеты дисперсии сигнала на выходе антенной решетки, расстояние между приемными элементами которой равно половине длины волны несущего колебания полезного сигнала. Показано, что эффективность системы пространственной селекции сигналов снижается при увеличении ширины спектра мощности помехи.

Ключевые слова: ширина спектра, пространственная селекция сигналов, антенная решетка, корреляционная матрица, весовые коэффициенты.

ANALYSIS OF THE INFLUENCE OF THE INTERFERENCE POWER SPECTRUM WIDTH ON THE EFFICIENCY OF THE SPATIAL SELECTION SYSTEM OF ANTENNA ARRAY SIGNALS

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. A relation is obtained that relates the dispersion of the output signal of a two-channel antenna array to the width of the power spectrum of stationary interference received from an arbitrary direction. Calculations are made of the dispersion of the signal at the output of an antenna array, the distance between the receiving elements of which is equal to half the wavelength of the carrier oscillation of the useful signal. It is shown that the efficiency of the spatial signal selection system decreases with an increase in the width of the interference power spectrum.

Keywords: spectrum width, spatial signal selection, antenna array, correlation matrix, weighting coefficients.

1. ВВЕДЕНИЕ

Одним из основных путей обеспечения помехозащищенности радиолокационных средств обнаружения является пространственная обработка сигналов. Современные системы пространственной обработки автоматически формируют глубокие провалы в диаграмме направленности (ДН) фазированной антенной решетки (ФАР) в направлениях на источники помех. Реализация данного вида обработки сигналов заключается в определении значений и подстройке весовых коэффициентов каналов решётки на основе анализа принимаемых сигналов [1,2].

Для повышения разрешающей способности радиолокационных средств обнаружения применяют расширение спектра полезного сигнала [3], прием которого осуществляется по главному лепестку ДН ФАР. Ширина и форма главного лепестка не зависят от полосы частот [4], поэтому полезный сигнал по отношению к ФАР

сохраняет свойство узкополосности при расширении его спектра. С другой стороны, при расширении спектра сигнала, принимаемого по боковым лепесткам, происходит сглаживание провалов ДН [4]. Данный факт указывает на зависимость эффективности системы пространственной обработки сигналов от ширины спектра помех, принимаемых по боковым лепесткам ДН ФАР.

Моделированию систем пространственной обработки сигналов посвящено большое количество работ, однако вопросы влияния ширины спектра помех, принимаемых по боковым лепесткам ДН ФАР, на эффективность указанных систем освещены недостаточно. Поэтому целью статьи является исследование зависимости эффективности системы пространственной селекции сигналов от ширины спектра мощности помех, принимаемых по боковым лепесткам ДН ФАР.

2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЗАВИСИМОСТИ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМЫ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ СЕЛЕКЦИИ СИГНАЛОВ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ОТ ШИРИНЫ СПЕКТРА ПОМЕХИ

Для упрощения анализа ниже будет рассмотрена эквидистантная ФАР с одинаковыми, ненаправленными и частотно независимыми приемными элементами, настроенная на сигнал с несущей частотой f_0 . При этом будет считаться, что фронт падающей на решетку электромагнитной волны – плоский, а спектр мощности помехи равномерно распределен в симметричном интервале шириной Δf с центральной частотой f_0 . Также будет считаться, что внутренние шумы приемных каналов и помеха представляют собой независимые комплексные случайные стационарные процессы.

Структурная схема ФАР показана на рисунке 1, где обозначено: θ – угол падения электромагнитной волны; a – расстояние между соседними приёмными элементами решётки; $c\Delta t_m(\theta)$ – время задержки прихода фронта волны к m -му приёмному элементу относительно первого; c – скорость распространения электромагнитного поля; \dot{w}_m – комплексный весовой коэффициент m -го канала; M – общее количество приемных элементов.

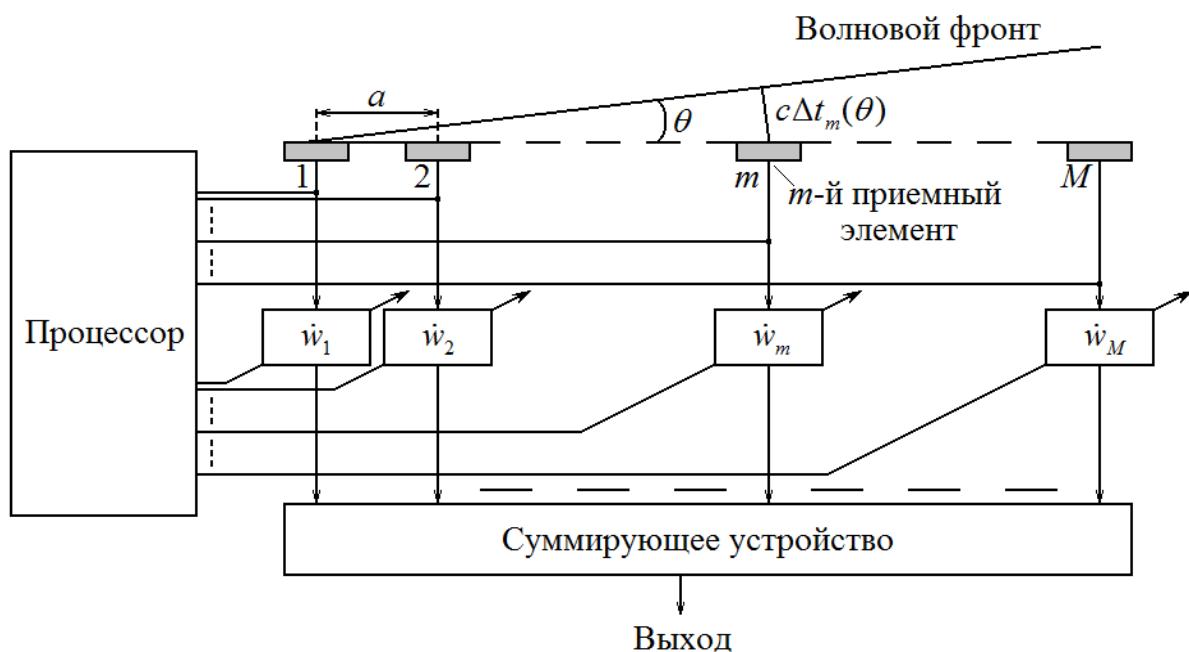


Рис. 1. Схема ФАР с пространственной селекцией сигналов

Для выбора весовых коэффициентов ФАР могут использоваться различные критерии эффективности [1]. В случае, когда решетка настроена на сигнал (известны параметры полезного сигнала и направление его прихода) используется, как правило, критерий минимума дисперсии помехового сигнала на выходе решетки. Согласно этому критерию весовые коэффициенты рассчитываются по формуле [1,2]:

$$\dot{w}_m = \frac{2 \sum_{l=1}^M \dot{b}_{ml}}{\sum_{k=1}^M \sum_{l=1}^M \dot{b}_{kl}}, \quad (1)$$

где \dot{b}_{ml} – элементы матрицы \mathbf{K}^{-1} , обратной к корреляционной матрице сигналов в приемных каналах \mathbf{K} :

$$\mathbf{K} = \begin{pmatrix} \dot{K}_{11} & \dot{K}_{12} & \dots & \dot{K}_{1N} \\ \dot{K}_{21} & \dot{K}_{22} & \dots & \dot{K}_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \dot{K}_{N1} & \dot{K}_{N2} & \dots & \dot{K}_{NN} \end{pmatrix}, \quad (2)$$

\dot{K}_{mk} – взаимная корреляционная функция m -го и k -го каналов:

$$\dot{K}_{mk} = \langle \dot{x}_m(t) \dot{x}_k^*(t) \rangle, \quad (3)$$

$\dot{x}_m(t)$ – комплексный сигнал m -го канала; $\langle \dots \rangle$ – оператор среднего значения.

Выходной сигнал антенной решетки и его дисперсия соответственно равны [1]:

$$\dot{y}(t) = \sum_{m=1}^M \dot{w}_m^* \dot{x}_m(t), \quad (4)$$

$$D_y = \frac{2}{\sum_{m=1}^M \sum_{k=1}^N \dot{b}_{mk}}. \quad (5)$$

Дисперсия (5) является показателем эффективности системы пространственной селекции сигналов ФАР, настроенной на сигнал.

При приеме помехи с боковых направлений сигнал m -го канала будет равен:

$$\dot{x}_m(t) = \dot{n}(t - \tau_m(\theta)) + \dot{v}_m(t). \quad (6)$$

где $\dot{n}(t)$ – комплексное представление помехового сигнала; $\dot{v}_m(t)$ – собственный шум m -го канала, представляющий собой комплексный стационарный случайный процесс с независимыми компонентами и равномерной спектральной плотностью в полосе приёма.

Время задержки $\Delta t_m(\theta)$, согласно схеме на рисунке 1 определяется по формуле:

$$\Delta t_m(\theta) = (m-1) \frac{a}{c} \sin \theta. \quad (7)$$

Элементы матрицы (2) с учетом (6) и (7) можно представить в виде:

$$\dot{K}_{mk} = D_v \delta_{mk} + \dot{K}_n \left((m-k) \frac{a}{c} \sin \theta \right), \quad (8)$$

где δ_{mk} – символ Кронекера; D_v – дисперсия собственных шумов:

$$D_v = \langle \dot{v}_1(t) \dot{v}_1^*(t) \rangle = \langle \dot{v}_2(t) \dot{v}_2^*(t) \rangle = \dots = \langle \dot{v}_N(t) \dot{v}_N^*(t) \rangle, \quad (9)$$

$\dot{K}_n(\tau)$ – корреляционная функция помехи:

$$\dot{K}_n(t_2 - t_1) = \langle \dot{n}(t_1) \dot{n}^*(t_2) \rangle. \quad (10)$$

В условиях принятых допущений спектр мощности помехи описывается формулой:

$$S_n(f) = \begin{cases} S_{n0}, & |f - f_0| \leq \Delta f / 2 \\ 0, & |f - f_0| > \Delta f / 2 \end{cases} \quad (11)$$

где S_{n0} – величина спектра мощности помехи в полосе Δf .

Вычисление корреляционной функции помехи для спектра мощности (11) по теореме Винера-Хинчина [5] дает:

$$\dot{K}_n(\tau) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} S_n(f) e^{2\pi j f \tau} df = \frac{1}{2} S_{n0} \Delta f \operatorname{sinc}(\pi \Delta f \tau) e^{2\pi j f_0 \tau} = D_n \operatorname{sinc}(\pi \Delta f \tau) e^{2\pi j f_0 \tau}. \quad (12)$$

где $\operatorname{sinc} \alpha = \sin \alpha / \alpha$; $D_n = \dot{K}_n(0) = 0,5 S_{n0} \Delta f$ – дисперсия процесса $\dot{n}(t)$.

Подстановка (12) в (8) приводит к формуле:

$$\dot{K}_{mk} = D_v \delta_{mk} + D_n \operatorname{sinc}\left((m-k) \frac{\pi \Delta f a}{c} \sin \theta\right) e^{(m-k) \frac{2\pi j f_0 a}{c} \sin \theta}. \quad (13)$$

Вычисление элементов обратной матрицы при произвольном количестве каналов не представляется возможным. Поэтому для определения характера влияния ширины спектра помехи на эффективность системы пространственной селекции сигналов далее будет рассматриваться антенная решётка, состоящая из двух приёмных элементов. Корреляционная матрица в этом случае, как следует из (13), имеет вид:

$$\mathbf{K} = \begin{pmatrix} D_v + D_n & D_n \operatorname{sinc}\left(\frac{\pi \Delta f a}{c} \sin \theta\right) e^{-\frac{2\pi j f_0 a}{c} \sin \theta} \\ D_n \operatorname{sinc}\left(\frac{\pi \Delta f a}{c} \sin \theta\right) e^{\frac{2\pi j f_0 a}{c} \sin \theta} & D_v + D_n \end{pmatrix}. \quad (14)$$

Обратной к (14) является матрица:

$$\mathbf{K}^{-1} = \frac{1}{\det \mathbf{K}} \begin{pmatrix} D_v + D_n & -D_n \operatorname{sinc}\left(\frac{\pi \Delta f a}{c} \sin \theta\right) e^{-\frac{2\pi j f_0 a}{c} \sin \theta} \\ -D_n \operatorname{sinc}\left(\frac{\pi \Delta f a}{c} \sin \theta\right) e^{\frac{2\pi j f_0 a}{c} \sin \theta} & D_v + D_n \end{pmatrix}, \quad (15)$$

где $\det \mathbf{K}$ – определитель матрицы \mathbf{K} :

$$\det \mathbf{K} = (D_v + D_n)^2 - D_n^2 \operatorname{sinc}^2\left(\frac{\pi \Delta f a}{c} \sin \theta\right). \quad (16)$$

Из (15) и (16) следует, что элементы матрицы \mathbf{K}^{-1} будут определяться формулой:

$$\dot{b}_{mk} = \frac{D_v \delta_{mk} + (-1)^{m+k} D_n \operatorname{sinc}\left((m-k) \frac{\pi \Delta f a}{c} \sin \theta\right) e^{(m-k) \frac{2\pi j f_0 a}{c} \sin \theta}}{(D_v + D_n)^2 - D_n^2 \operatorname{sinc}^2\left(\frac{\pi \Delta f a}{c} \sin \theta\right)}. \quad (17)$$

Вычисление дисперсии сигнала на выходе антенной решетки (5) с использованием (17) дает:

$$D_y = \frac{(D_v + D_n)^2 - D_n^2 \operatorname{sinc}^2\left(\frac{\pi \Delta f a}{c} \sin \theta\right)}{D_v + D_n - D_n \operatorname{sinc}\left(\frac{\pi \Delta f a}{c} \sin \theta\right) \cos\left(\frac{2\pi f_0 a}{c} \sin \theta\right)}. \quad (18)$$

Если мощность помехи существенно больше мощности внутренних шумов ($D_n >> D_v$), то для боковых направлений приема (вне главного лепестка ДН ФАР) формула (18) упрощается:

$$D_y = D_n \frac{1 - \operatorname{sinc}^2\left(\frac{\pi \Delta f a}{c} \sin \theta\right)}{1 - \operatorname{sinc}\left(\frac{\pi \Delta f a}{c} \sin \theta\right) \cos\left(\frac{2\pi f_0 a}{c} \sin \theta\right)}. \quad (19)$$

3. РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА ДИСПЕРСИИ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА ДВУХЭЛЕМЕНТНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Расчет проводился для решетки, расстояние между приемными элементами которой равно половине длины волны несущего колебания полезного сигнала, т.е. при $a = c/(2f_0)$. Частота несущей полезного сигнала принята равной $f_0 = 1$ ГГц. Расстояние между приемными элементами в этом случае равно $a = 0,15$ м.

На рисунке 2 показаны графики зависимостей нормированной дисперсии сигнала на выходе антенной решетки D_y/D_v от угла прихода помехи θ при различных значениях ее нормированной ширины спектра мощности $\Delta f/f_0$. Нормированная дисперсия помехи на входе ФАР принята равной $D_n/D_v = 50$.

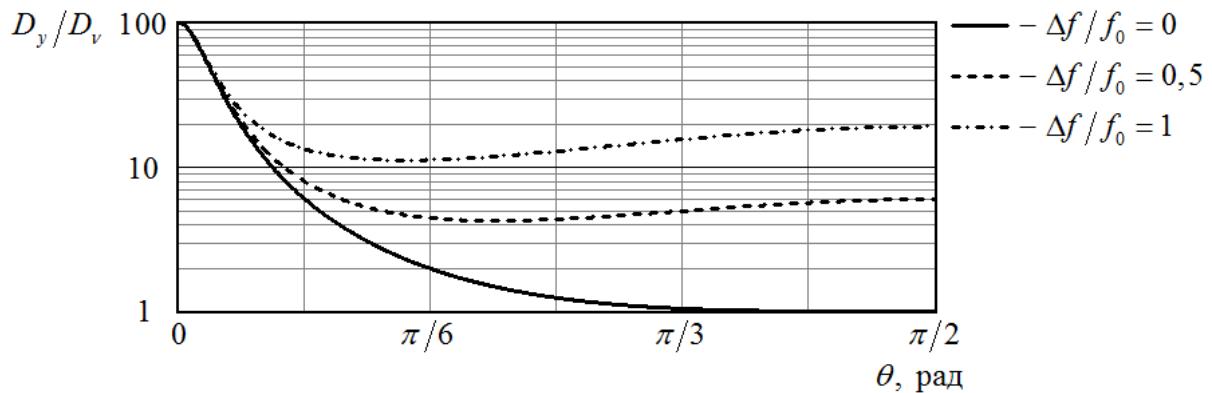


Рис. 2. Зависимости нормированной дисперсии выходного сигнала двухэлементной антенной решетки от угла прихода помехи

Из графиков на рисунке 2 видно, что для боковых направлений приема дисперсия выходного сигнала двухэлементной антенной решетки возрастает при увеличении ширины спектра помехи. Рост дисперсии относительно уровня, соответствующего монохроматической помехе, тем сильнее, чем больше угол θ . В частности, для помехи, падающей на решетку под углом $\theta = \pi/6$ рад, при расширении ее спектра от $\Delta f = 0$ до $\Delta f = f_0$ дисперсия выходного сигнала увеличивается в 5,68 раза, а для помехи, падающей на решетку под углом $\theta = \pi/3$ рад, при таком же расширении спектра дисперсия выходного сигнала увеличивается в 14,93 раза. В главном секторе приема (θ близко к нулю) дисперсия выходного сигнала не зависит от ширины спектра.

На рисунке 3 показаны графики зависимостей нормированной дисперсии сигнала на выходе антенной решетки D_y/D_v от нормированной дисперсии помехи на входе решетки D_n/D_v при различных значениях ее нормированной ширины спектра мощности $\Delta f/f_0$ и угле прихода, равном $\theta = \pi/6$ рад.

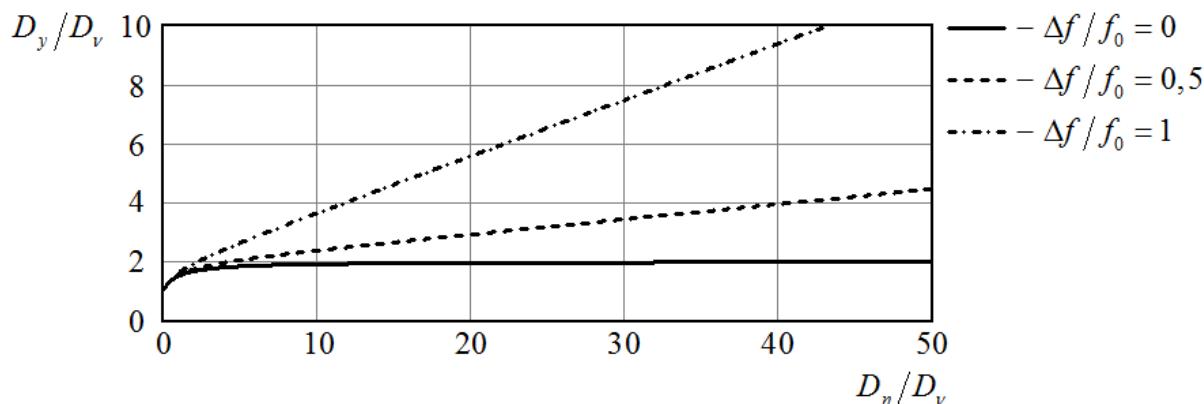


Рис. 3. Зависимости нормированной дисперсии выходного сигнала двухэлементной антенной решетки от нормированной дисперсии помехи

Из графиков на рисунке 3 видно, что при больших дисперсиях помехи, т.е. при $D_n/D_v \gg 1$, асимптотами представленных зависимостей являются прямые. Угол наклона данных прямых относительно оси абсцисс возрастает при увеличении ширины спектра помехи. В случае монохроматической помехи не зависито от ее мощности дисперсия выходного сигнала антенной решетки не превышает удвоенной мощности внутренних шумов.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведен анализ влияния ширины спектра мощности стационарной помехи, равномерно распределенного в заданном интервале частот, на эффективность системы пространственной селекции сигналов ФАР, настроенной на сигнал. В качестве показателя эффективности системы пространственной селекции сигналов рассматривалась дисперсия выходного сигнала ФАР. Определены элементы корреляционной матрицы сигналов в приемных каналах ФАР при приеме данной помехи. Для двухэлементной антенной решетки получены выражения элементов матрицы, обратной к корреляционной матрице сигналов, и дисперсии выходного сигнала антенной решетки. Проведены расчеты зависимостей нормированной дисперсии сигнала на выходе антенной решетки, расстояние между приемными элементами которой равно половине длины волны несущего колебания полезного сигнала, от угла прихода помехи и ее нормированной дисперсии при различных значениях ее нормированной ширины спектра мощности. Установлено, что эффективность системы пространственной селекции сигналов снижается при увеличении ширины спектра помехи.

ЛИТЕРАТУРА

- Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решётки. М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
- Пистолькорс А. А., Литвинов О. С. Введение в теорию адаптивных антенн. М.: Наука, 1991. – 200 с.
- Кондратенков Г. С., Фролов А. Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.
- Волков А. А., Карпухин В. И. Учёт ширины спектра помех радиолокационным станциям бокового обзора // Радиотехника, 2013, №7 – С. 20-24.

5. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.

REFERENCES

1. Monzingo R. A., Miller T. W. Adaptive antenna arrays. Moscow: Radio and Communications, 1986. – 448 p.
2. Pistolkors A. A., Litvinov O. S. Introduction to the Theory of Adaptive Antennas. Moscow: Nauka, 1991. – 200 p.
3. Kondratenkov G. S., Frolov A. Yu. Radiovision. Radar Systems of Remote Sensing of the Earth. Moscow: Radio Engineering, 2005. – 368 p.
4. Volkov A. A., Karpukhin V. I. Consideration of the width of the interference spectrum to side-view radar stations // Radiotekhnika, 2013, No. 7 – Pp. 20-24.
5. Levin B. R. Theoretical foundations of statistical radio engineering. Moscow: Radio and Communications, 1989. – 656 p.

СПОСОБ ГРУППОВОЙ ЗАЩИТЫ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

А.А. Донцов, Д.В. Смирнов

ВУНЦ ВВС «Военно-Воздушная академия им. проф. Н.Е.Жуковского и Ю.А.Гагарина»,
Воронеж, Россия

Аннотация. В статье разработан способ групповой защиты летательных аппаратов на основе двухпозиционной координатометрии, заключающийся в том, что на основе данных об угловом положении средства поражения методом двухпозиционного пеленгования определяются его координаты в каждый момент времени, оценивается траектория, выполняется экстраполяция координат средства поражения, с целью определения атакуемого летательного аппарата в группе для своевременного принятия мер, направленных на его защиту.

Ключевые слова: групповая защита, летательный аппарат, двухпозиционная координатометрия, средство поражения, экстраполяция координат.

METHOD OF GROUP PROTECTION OF AIRCRAFT

A.A.Dontsov, D.V.Smirnov

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. The article develops a method for group protection of aircraft based on two-position co-ordination, which consists in determining its coordinates at each moment of time based on data on the angular position of the weapon, estimating the trajectory, and extrapolating the coordinates of the weapon in order to determine the attacked aircraft in a group in order to take timely measures aimed at to protect him.

Keywords: group protection, aircraft, two-position coordination, means of destruction, coordinate extrapolation.

1. ВВЕДЕНИЕ

На современном этапе развития комплексов защиты летательных аппаратов (ЛА) от средств поражения (СП) мобильных и переносных комплексов противовоздушной обороны (ПВО) реализованы системы защиты [1] и [2]. В системе [1] для защиты ЛА от средств поражения с инфракрасными (ИК) головками самонаведения (ГСН) определяют факт пуска СП, генерируют лазерное излучение с плотностью потока мощности, превышающей плотность мощности теплового излучения двигателя ЛА и посыпают в точку нахождения СП. С помощью этого СП получает ложную информацию о местонахождении объекта атаки. Вышеуказанные процедуры повторяются для каждого последующего СП. Важнейшую роль при реализации такого способа играет комплекс защиты ЛА, включающая датчики обнаружения в секторах обзора и высокоточную гиростабилизированную систему сопровождения ракеты по факелу двигателя на основе матричного фотоприемника. Комплекс защиты ЛА позволяет определять угловые координаты атакующего СП. Такая система предназначена для индивидуальной защиты ЛА от СП с ИК ГСН и наиболее эффективна при одиночных пусках. Существенные трудности защиты возникают при одновременных пусках СП с разных ракурсов. Кроме того, в случае невозможности или отсутствии оснащения этой системой всех ЛА, актуальной становится задача разработки других способов защиты летательных аппаратов для индивидуальной или групповой защиты.

Цель работы – разработать способ групповой защиты летательных аппаратов.

2. Способ групповой защиты ЛА

Реализацию предлагаемого способа рассмотрим на примере организации прикрытия действий группы ЛА, осуществляющих полет по маршруту в целях доставки грузов и перевозки людей.

В состав группы ЛА на заданном удалении дополнительно включаются дополнительно два ЛА, оснащенных системой [1] в соответствии с рисунком 1. Назовем их авиационным комплексом (АК) прикрытия.

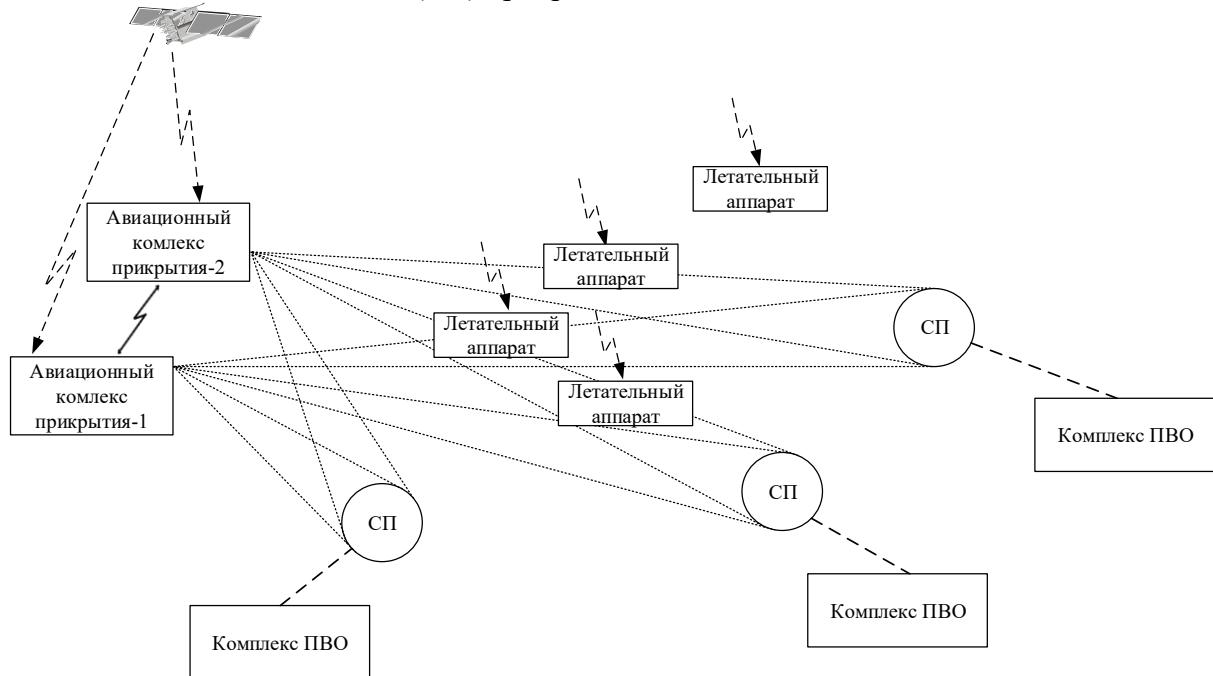


Рис. 1. Организация прикрытия действий группы ЛА

Все ЛА оснащены навигационным комплексом, принимающим сигналы от спутниковых радионавигационных систем. АК прикрытия, оснащенные комплексом защиты, осуществляют обнаружение фактов пуска СП и их сопровождение по угловым координатам (пеленгование) в азимутальной и угломестной плоскостях [3]. Средства сопровождения по угловым координатам представляют собой матричные ИК приемники с оптической системой, размещенные на гиростабилизированной платформе. На основе навигационных данных о текущих координатах АК прикрытия и угловых координатах атакующих СП по результатам пеленгования рассчитываются текущие координаты СП в пространстве, как точки пересечения двух прямых.

Этапы сопровождения СП до момента предполагаемой встречи с ЛА представлены на рисунке 2.

АК прикрытия после обнаружения факта пуска СП в течение определенного времени осуществляют засечку текущих координат СП, оценивают параметры траектории СП методом двухпозиционной координатометрии. Результаты оценки параметров траектории атакующих СП, а также данные о параметрах полета ЛА прикрываемой группы на основе выполнения экстраполяции координат СП используются для определения номера атакуемого ЛА - N. Факт атаки N-го ЛА определяется за счет вычисления координаты точки пересечения СП с предполагаемым маршрутом движения ЛА.

Знание текущих координат атакующих ЛА, прогнозируемого времени встречи СП с объектами атаки, а также номеров атакуемых ЛА позволит в случае групповой атаки СП и одновременной работе комплексов ПВО с разных ракурсов:

- оптимизировать циклы функционирования комплексов защиты, размещаемых на АК прикрытия;
- оптимальным образом распределить помеховый ресурс прикрываемых ЛА;
- реализовать групповую защиту летательных аппаратов на основе совместного использования помеховых средств;
- обеспечить экипажи ЛА более достоверной информацией об угрозе поражения для принятия своевременного решения на выполнение маневра (покидание воздушного судна, катапультирование и т.п.).

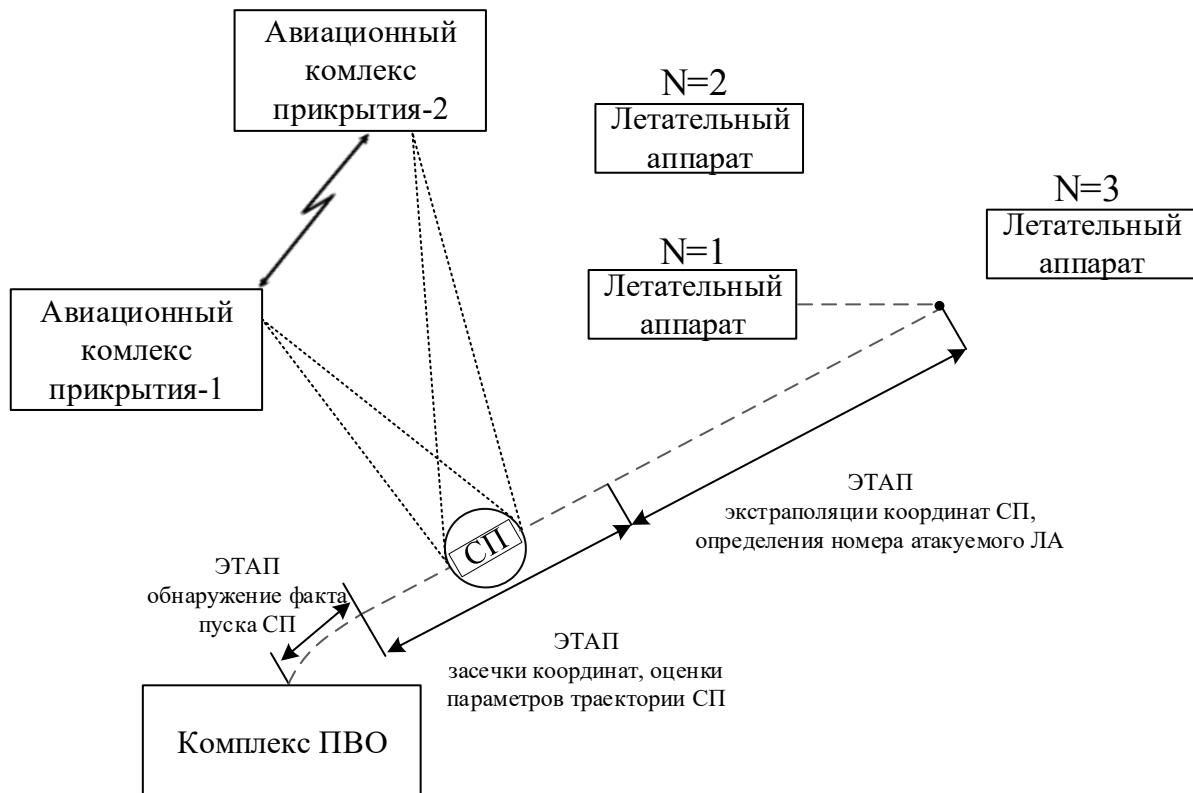


Рис. 2. Этапы сопровождения СП

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, разработанный способ групповой защиты летательных аппаратов на основе двухпозиционной пассивной координатометрии заключается в том, что факт пуска СП определяется не с одного, а с двух ЛА, с помощью матричных фотоприемников осуществляется двухпозиционное пеленгование путем измерения угловых координат СП и навигационных параметров ЛА. По результатам двухпозиционной координатометрии рассчитываются текущие координаты СП в пространстве. После этого на этапе сопровождения СП выполняется сглаживание и оценка параметров её траектории. При групповых атаках комплексами ПВО определяются наименьшие расстояния между траекториями атакующих СП и траекториями ЛА. Далее по критерию минимума расстояния между траекторией СП и траекторией ЛА определяется номер ЛА, которые подвержен атаке, с указанием прогнозируемого времени встречи СП с ним и времени, оставшегося для выполнения защитных действий.

Реализации предложенного способа групповой защиты позволит:

- организовать групповую защиту ЛА при полете по маршруту для доставки грузов, перевозки личного состава, распределить по критерию минимума расстояния между траекториями СП и ЛА циклы функционирования помеховых средств;
- обеспечить экипажи более достоверной информацией об угрозе поражения для принятия решения (выполнение маневра, покидание воздушного судна, катапультирование и т.п.).

ЛИТЕРАТУРА

1. Бутузов В.В., Великанов С.Д., Гаранин С.Г., Иванов В.П., Кислецов А.В., Яцык В.С. Способ и система защиты воздушных судов от ракет переносных зенитных ракетных комплексов. Патент РФ на изобретение RU 2511513 C2. ОАО «НИИ «Экран». Опубл. 10.04.2014 г.
2. Бутузов В.В., Вагонов С.Н., Кобзарь А.И., Казаков В.С. Бортовой комплекс индивидуальной защиты летательного аппарата от управляемых ракет с инфракрасными головками самонаведения. Патент на полезную модель RU96553 U1. ЗАО «СКБ «Зенит», ФГУП «НИИ «Экран». Опубл. 10.08.2010 г.
3. Обнаружение и координатометрия оптико-электронных средств, оценка параметров их сигналов: Монография / Ю.Л. Козирацкий, Е.М. Афанасьев, А.И. Гречес, А.А. Донцов, А.В. Иванцов и др. М.: Радиотехника, 2015. 456 с.

REFERENCES

1. Butuzov V.V., Velikanov S.D., Garanin S.G., Ivanov V.P., Kisletsov A.V., Yatsyk V.S. Method and system of aircraft protection from missiles of portable anti-aircraft missile systems. Patent of the Russian Federation for invention RU 2511513 C2. JSC "Scientific Research Institute "Ekran". Published on 04/10/2014.
2. Butuzov V.V., Vaganov S.N., Kobzar A.I., Kazakov V.S. On-board complex of individual protection of an aircraft from guided missiles with infrared homing heads. Utility model patent RU96553 U1. CJSC SKB Zenit, FSUE Research Institute Ekran. Published on 08/10/2010.
3. Detection and coordination of optoelectronic devices, estimation of parameters of their signals: A monograph / Yu.L. Koziratsky, E.M. Afanasyeva, A.I. Grevtsev, A.A. Dontsov, A.V. Ivantsov et al. Moscow: Radiotekhnika, 2015. 456 p.

РИСК ПОЛУЧЕНИЯ ОШИБОЧНЫХ ОЦЕНОК, ХАРАКТЕРИЗУЮЩИХ ВОЗМОЖНОСТИ СИЛ И СРЕДСТВ РАЗВЕДКИ

A.A. Петроченко, К.Н. Чугай

Государственное учреждение «Научно-исследовательский институт Вооруженных Сил Республики Беларусь» (НИИ Вооруженных Сил Республики Беларусь), Минск, Республика Беларусь

Аннотация. В докладе рассматривается подход, основанный на математическом аппарате нечеткой логики, позволяющий с учетом неполноты и неопределенности исходной информации о противнике определить качество методического инструмента оценки возможностей сил и средств разведки при планировании их применения с учетом риска получения ошибочных оценок. Приведен пример расчета риска получения ошибочных оценок для методических инструментов оценки возможностей сил и средств радиоэлектронной разведки, что позволило выполнить их сравнение.

Ключевые слова: разведка, нечеткая логика, оценка возможностей, обработка информации.

THE RISK OF OBTAINING ERRORS CHARACTERIZING THE CAPABILITIES OF INTELLIGENCE FORCES AND MEANS

A.A. Petrochenko, K.N. Chugai

State institution: Research Institute of the Armed Forces of the Republic of Belarus (RI of the Armed Forces of the Republic of Belarus), Minsk, Republic of Belarus

Abstract. The report examines an approach based on the mathematical apparatus of fuzzy logic, which allows, taking into account the incompleteness and uncertainty of the initial information about the enemy, to determine the quality of the methodological tool for assessing the capabilities of reconnaissance forces and means when planning their use, taking into account the risk of obtaining erroneous assessments. An example of calculating the risk of obtaining erroneous assessments for methodological tools for assessing the capabilities of electronic reconnaissance forces and means is given, which allowed them to be compared.

Keywords: intelligence, fuzzy logic, assessment of possibilities, information processing.

1. ВВЕДЕНИЕ

Решение задачи повышения эффективности боевого применения сил и средств разведки невозможно без заблаговременной и качественной оценки их потенциальных возможностей, реализация которых в конкретных условиях обстановки, при прочих равных условиях, сыграет важнейшую роль в достижении цели вооруженного противостояния.

В настоящее время для оценки потенциальных возможностей сил и средств разведки предлагаются различные методические подходы [1–4], применение которых позволяет получить оценки различного характера. Однако использование в них разнообразных научных методов исключает возможность их очевидного сравнения и выбора наиболее приемлемого. В свою очередь применение данных методических инструментов неизбежно влечет за собой риск получения ошибочных оценок, определение которого позволяет лицу, принимающему решение, получить рационально

обоснованную уверенность в правильности принимаемых им решений и уменьшить уровень неопределенности в отношении последствий этих решений [5].

В данном случае определение риска связано, прежде всего, с полнотой и качеством учета факторов, оказывающих существенное влияние на выполнение задач разведки. Определение таких факторов обладает определенной сложностью, вызванной возникновением различных типов неопределенности и, как следствие, невозможностью использования для оценки риска изощренный математический аппарат. В реальной ситуации лицо, принимающее решение, характеризует факторы риска как: «высокий», «средний», «низкий» и т.д., что позволяет выделить соответствующие термы лингвистических переменных.

Исходя из вышеизложенного в рамках данной статьи определены факторы, оказывающих существенное влияние на выполнение задач разведки, и приведен методический подход к определению риска получения ошибочных оценок, характеризующих возможности сил и средств разведки, основанный на математическом аппарате нечеткой логики.

2. Подход к определению риска получения ошибочных оценок

На данный момент существует множество методов оценки риска, изложенных в [6–8]. Среди них наибольшее распространение получили: статистические, экспертные оценки, аналогии и комбинированные. В качестве наиболее приемлемого метода для решения задачи определения риска получения ошибочных оценок, с учетом неполноты и неопределенности исходной информации о противнике, целесообразно применять комбинированный метод, по аналогии с вариантом его реализации, приведенным в [9], с учетом факторов, оказывающих существенное влияние на выполнение задач разведки.

Анализ требований действующих уставных документов, а также обобщенный опыт выполнения боевых задач в ходе специальных мероприятий и мероприятий боевой подготовки, позволили выделить факторы, оказывающие существенное влияние на выполнение задач разведки. К таким факторам следует отнести сведения о противнике, своих силах и средствах, а также охват процесса ведения разведки.

При определении риска учитываются факторы, которые характеризуются такими показателями, как «степень риска» и «важность риска». Они могут принимать целочисленные значения в пределах от 1 до 11 включительно. Для их качественной характеристики рассматриваются термы лингвистических переменных, приведенные в таблице 1.

Таблица 1. Ранг степеней риска и ранг важности риска

Ранг степени риска и ранг важности риска	Качественная характеристика ранга степени риска и ранга важности риска
1	определенко низкий
2	чрезвычайно низкий
3	очень низкий
4	низкий
5	немного низкий
6	средний
7	немного высокий
8	высокий
9	очень высокий
10	чрезвычайно высокий
11	определенко высокий

Учитывая неопределенность факторов риска, для их оценки целесообразно использовать аппарат теории нечетких множеств. В этом случае термы лингвистических переменных, представленные в таблице 1, преобразуются в соответствующие нечеткие числа $N_i \in [0;1]$ с треугольными функциями принадлежности [9], с соответствующими центроидами: $G_1=0,05$; $G_2=0,1$; $G_3=0,2$; $G_4=0,3$; $G_5=0,4$; $G_6=0,5$; $G_7=0,6$; $G_8=0,7$; $G_9=0,8$; $G_{10}=0,9$; $G_{11}=0,95$:

для $j = 1$:

$$\mu_1 = \begin{cases} 1-10x, & 0 \leq x \leq 0,1, \\ 0, & 0,1 < x \leq 1; \end{cases}$$

для $j = 2, 3, \dots, 10$:

$$\mu_j = \begin{cases} 0, & 0 \leq x \leq (j-2)/10, \\ 10x - (j-2), & (j-2)/10 < x \leq (j-1)/10, \\ j-10x, & (j-1)/10 < x \leq j/10, \\ 0, & j/10 < x \leq 1; \end{cases} \quad (1)$$

для $j = 11$:

$$\mu_{11} = \begin{cases} 0, & 0 \leq x \leq 0,9, \\ 10x - 9, & 0,9 < x \leq 1. \end{cases}$$

где j – ранг степени (важности) риска.

Пусть ранги степени и важности риска выражены нечеткими числами N_r и N_v с функциями принадлежности $\mu_{Nr}(x)$ и $\mu_{Nv}(x)$ соответственно. Тогда комплексная оценка фактора риска будет описываться произведением значений этих функций. При дефазификации методом центра тяжести оценочные показатели фактора риска для разных комбинаций рангов его степеней и важности $g(r,v)$ примут значения [9], представленные в таблице 2.

Таблица 2. Оценочные показатели фактора риска с учетом его степени и важности

Степень риска (r)	Степень важности (v)										
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
1	0,003	0,0062	0,0095	0,0128	0,0161	0,0195	0,0228	0,0261	0,0295	0,0328	0,0333
2	0,0062	0,015	0,025	0,035	0,045	0,055	0,065	0,075	0,085	0,095	0,0992
3	0,0095	0,025	0,045	0,065	0,085	0,105	0,125	0,145	0,165	0,185	0,1958
4	0,0128	0,035	0,065	0,095	0,125	0,155	0,185	0,215	0,245	0,275	0,2925
5	0,0161	0,045	0,085	0,125	0,165	0,205	0,245	0,285	0,325	0,365	0,3892
6	0,0195	0,055	0,105	0,155	0,205	0,255	0,305	0,355	0,405	0,455	0,4859
7	0,0228	0,065	0,125	0,185	0,245	0,305	0,365	0,425	0,485	0,545	0,5826
8	0,0261	0,075	0,145	0,215	0,285	0,355	0,425	0,495	0,565	0,636	0,6792
9	0,0295	0,085	0,165	0,245	0,325	0,405	0,485	0,565	0,645	0,726	0,7959
10	0,0328	0,095	0,185	0,275	0,365	0,455	0,545	0,635	0,725	0,815	0,8726
11	0,0333	0,0992	0,1958	0,2925	0,3892	0,4859	0,5829	0,6792	0,7959	0,8726	0,9361

С учетом изложенного подход к оценке риска будет включать пять этапов.

На первом этапе осуществляется формирование перечня факторов риска получения ошибочных оценок, характеризующих возможности сил и средств разведки, и совокупности их характеристик с последующим построением иерархической структуры факторов риска.

Определение значения оценочного показателя конкретного фактора риска $g(r,v)$ с учетом его степени и важности осуществляется исходя из условий, оказывающих существенное влияние на оценку возможностей сил и средств разведки. В качестве таковых следует выделить:

степень охвата сведений о противнике. Данное (первое) условие определяется совокупностью тактико-технических характеристик (ТТХ) радиоэлектронных средств (РЭС) и оперативно-тактическими нормативами (ОТН) объектов противника и оценивается количественно;

степень охвата сведений о своих силах и средствах. Второе условие определяется совокупностью ТТХ станций (комплексов) и ОТН подразделений разведки и оценивается количественно;

степень охвата показателей, характеризующих процесс ведения разведки. Третье условие определяется учетом этапов процесса ведения разведки, которые в соответствии с уставными документами, регламентирующими порядок боевого применения соединения и воинских частей, включают: обнаружение функционирования РЭС; первичную обработку добытой информации; частичную обработку разведывательных сведений; полную обработку разведывательных данных.

Вышеперечисленные условия и их составляющие будут представлять факторы риска. С целью их учета целесообразно ввести обозначения, приведенные в таблице 3.

Таблица 3. Факторы, влияющие на риск получения ошибочных оценок

Характеристика фактора	Обозначение фактора риска
Степень охвата сведений о противнике	X_1
Степень охвата сведений о своих силах и средствах	X_2
Степень охвата показателей, характеризующих процесс ведения разведки	X_3
Насыщенность ТТХ РЭС противника	X_{11}
Насыщенность ОТН объектов противника	X_{12}
Учет ТТХ станций (комплексов)	X_{21}
Учет ОТН подразделений разведки	X_{22}
Учет этапов ведения разведки	X_{31}

Взаимосвязь между факторами риска можно представить в виде иерархической структуры, вариант которой изображен на рисунке 1.

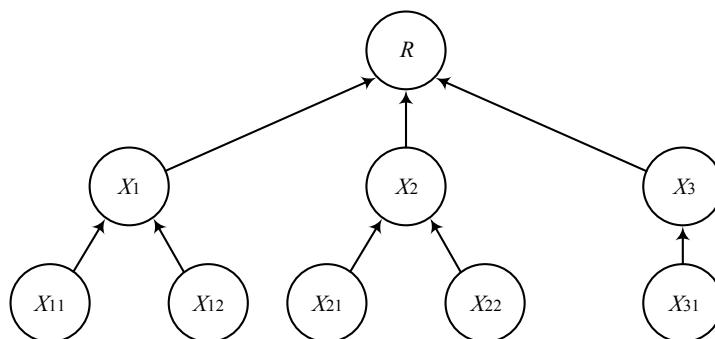


Рис. 1. Иерархия структуры факторов риска

Пусть N_k – количество характеристик риска для k -го фактора x_k (в соответствии с рисунком 1 $N_1 = 2$; $N_2 = 2$; $N_3 = 1$), а вес фактора риска $W_k \in [0;1]$, тогда условие нормировки запишется как

$$\sum_{i=1}^K W_k = 1, k = \overline{1, K}. \quad (2)$$

Аналогично, если вес характеристики риска нижнего уровня x_{kh} обозначить как $V_h \in [0;1]$, то условие нормировки примет вид

$$\sum_{i=1}^{N_k} V_h = 1, k = \overline{1, K}, h = \overline{1, N_k}. \quad (3)$$

На *втором этапе* определяется необходимое количество рангов степени и важности риска (примем вариант, приведенный в таблице 2 (определен 11 рангов)) для оценки факторов риска. Далее осуществляется построение для них треугольных функций принадлежности (формула (1)) с соответствующими центроидами $G_l, l = \overline{1, L}$ (рисунок 2).

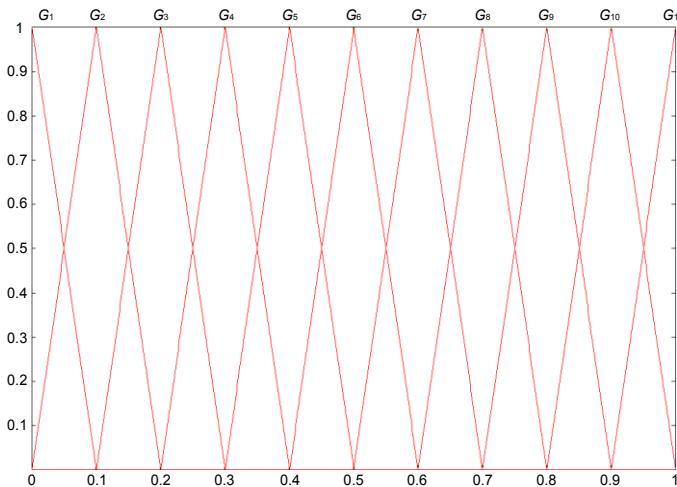


Рис. 2. Функции принадлежности лингвистических переменных (G_l)

На *третьем этапе* осуществляется оценка риска k -го фактора (Z_k) в соответствии с выражением

$$Z_k = V_h \times M_k, \quad (4)$$

где M_k – нечеткая матрица для каждого фактора риска размерностью $N_k \times L$.

На *четвертом этапе* осуществляется получение нечетких оценок общего риска по совокупности выделенных факторов (ZR) в соответствии с выражением

$$ZR = W_k \times \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ \dots \\ Z_K \end{bmatrix}. \quad (5)$$

На *пятом этапе* осуществляется нахождение окончательной оценки риска (R), в которой нечеткость устранена методом центра тяжести:

$$R = \sum_{l=1}^L ZR \times G_l . \quad (6)$$

С учетом вышеизложенного проведем расчет риска получения ошибочных оценок, характеризующих возможности сил и средств разведки, для следующих методик [1–4].

Этап 1. Выполняется формирование исходных данных и определение степени и важности риска, полученных методом экспертных оценок (таблицы 4–7).

Таблица 4. Исходные данные для оценки риска для методики, изложенной в [1]

Фактор риска, x_k	X_1	X_2	X_3
Вес фактора риска, W_k	0,3	0,3	0,4
Характеристика риска, x_{kh}	X_{11}	X_{12}	X_{21}
Вес характеристики риска, V_h	0,5	0,5	0,5
Степень риска	4	9	4
Важность риска	8	8	8

Таблица 5. Исходные данные для оценки риска для методики, изложенной в [2]

Фактор риска, x_k	X_1	X_2	X_3
Вес фактора риска, W_k	0,3	0,3	0,4
Характеристика риска, x_{kh}	X_{11}	X_{12}	X_{21}
Вес характеристики риска, V_h	0,5	0,5	0,5
Степень риска	7	10	7
Важность риска	8	8	8

Таблица 6. Исходные данные для оценки риска для методики, изложенной в [3]

Фактор риска, x_k	X_1	X_2	X_3
Вес фактора риска, W_k	0,3	0,3	0,4
Характеристика риска, x_{kh}	X_{11}	X_{12}	X_{21}
Вес характеристики риска, V_h	0,5	0,5	0,5
Степень риска	11	9	7
Важность риска	8	8	8

Таблица 7. Исходные данные для оценки риска для методики, изложенной в [4]

Фактор риска, x_k	X_1	X_2	X_3
Вес фактора риска, W_k	0,3	0,3	0,4
Характеристика риска, x_{kh}	X_{11}	X_{12}	X_{21}
Вес характеристики риска, V_h	0,5	0,5	0,5
Степень риска	6	9	7
Важность риска	8	8	8

Этап 2. Определяется количество рангов степени и важности риска в соответствии с таблицей 2 для оценки факторов риска. Для построения треугольных функций принадлежности используем формулу (1) с соответствующими центроидами (рисунок 2).

Этап 3. Выполняются расчеты оценочного значения риска каждого фактора по формуле (4). Для удобства расчеты необходимо проводить в матричной форме.

Для методики, изложенной в [1]:

$$M_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0,86 & 0,14 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,41 & 0,57 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

$$M_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0,86 & 0,14 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,41 & 0,57 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

$$M_3 = [0,25 \ 0,75 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0].$$

$$Z_1 = [0,5 \ 0,5] \times \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0,86 & 0,14 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,41 & 0,57 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \\ = [0 \ 0 \ 0,43 \ 0,07 \ 0 \ 0,205 \ 0,285 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0].$$

$$Z_2 = [0,5 \ 0,5] \times \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0,86 & 0,14 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,41 & 0,57 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \\ = [0 \ 0 \ 0,43 \ 0,07 \ 0 \ 0,205 \ 0,285 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0].$$

$$Z_3 = 1 \times [0,25 \ 0,75 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0].$$

Для методики, изложенной в [2]:

$$M_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0,74 & 0,26 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,64 & 0,34 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

$$M_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0,74 & 0,26 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,64 & 0,34 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

$$M_3 = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0,41 \ 0,57 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0].$$

$$Z_1 = [0,5 \ 0,5] \times \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0,74 & 0,26 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,64 & 0,34 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \\ = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0,37 \ 0,13 \ 0,32 \ 0,17 \ 0 \ 0 \ 0].$$

$$Z_2 = [0,5 \ 0,5] \times \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0,74 & 0,26 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,64 & 0,34 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \\ = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0,37 \ 0,13 \ 0,32 \ 0,17 \ 0 \ 0 \ 0].$$

$$Z_3 = 1 \times [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0,41 \ 0,57 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0].$$

Для методики, изложенной в [3]:

$$M_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,21 & 0,76 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,41 & 0,57 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

$$M_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0,74 & 0,26 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,41 & 0,57 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

$$M_3 = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0,41 \ 0,57 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0].$$

$$Z_1 = [0,5 \ 0,5] \times \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,21 & 0,76 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,41 & 0,57 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \\ = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0,205 \ 0,39 \ 0,38 \ 0 \ 0 \ 0].$$

$$Z_2 = [0,5 \ 0,5] \times \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0,74 & 0,26 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,41 & 0,57 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \\ = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0,37 \ 0,335 \ 0,285 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0].$$

$$Z_3 = 1 \times [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0,41 \ 0,57 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0].$$

Для методики, изложенной в [4]:

$$M_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0,46 & 0,55 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,41 & 0,57 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

$$M_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0,74 & 0,26 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,41 & 0,57 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

$$M_3 = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0,41 \ 0,57 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0].$$

$$Z_1 = [0,5 \ 0,5] \times \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0,46 & 0,55 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,41 & 0,57 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \\ = [0 \ 0 \ 0 \ 0,23 \ 0,275 \ 0,205 \ 0,285 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0].$$

$$Z_2 = [0,5 \ 0,5] \times \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0,74 & 0,26 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,41 & 0,57 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \\ = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0,37 \ 0,335 \ 0,285 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0].$$

$$Z_3 = 1 \times [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0,41 \ 0,57 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0].$$

Этап 4. Выполняются расчеты нечеткой оценки общего риска по формуле (5) по совокупности выделенных факторов.

Для методики, изложенной в [1]:

$$ZR = [0,3 \ 0,3 \ 0,4] \times \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0,43 & 0,07 & 0 & 0,205 & 0,285 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,43 & 0,07 & 0 & 0,205 & 0,285 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0,25 & 0,75 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \\ = [0,1 \ 0,3 \ 0,258 \ 0,042 \ 0 \ 0,123 \ 0,171 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0].$$

Для методики, изложенной в [2]:

$$ZR = [0,3 \ 0,3 \ 0,4] \times \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0,37 & 0,13 & 0,32 & 0,17 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,37 & 0,13 & 0,32 & 0,17 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,41 & 0,57 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \\ = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0,222 \ 0,242 \ 0,42 \ 0,102 \ 0 \ 0 \ 0].$$

Для методики, изложенной в [3]:

$$ZR = [0,3 \ 0,3 \ 0,4] \times \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,205 & 0,39 & 0,38 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,37 & 0,335 & 0,285 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,41 & 0,57 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \\ = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0,111 \ 0,326 \ 0,43 \ 0,114 \ 0 \ 0 \ 0].$$

Для методики, изложенной в [4]:

$$ZR = [0,3 \ 0,3 \ 0,4] \times \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0,23 & 0,275 & 0,205 & 0,285 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,37 & 0,335 & 0,285 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,41 & 0,57 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \\ = [0 \ 0 \ 0 \ 0,069 \ 0,194 \ 0,326 \ 0,397 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0].$$

Этап 5. По формуле (6) определяется окончательная оценка риска, в которой устранена нечеткость центроидным методом.

Для методики, изложенной в [1]:

$$R = 0,05 \cdot 0,1 + 0,1 \cdot 0,3 + 0,2 \cdot 0,258 + 0,3 \cdot 0,042 + 0,4 \cdot 0 + 0,5 \cdot 0,123 + \\ + 0,6 \cdot 0,171 + 0,7 \cdot 0 + 0,8 \cdot 0 + 0,9 \cdot 0 + 0,95 \cdot 0 = 0,263.$$

Для методики, изложенной в [2]:

$$R = 0,05 \cdot 0 + 0,1 \cdot 0 + 0,2 \cdot 0 + 0,3 \cdot 0 + 0,4 \cdot 0,222 + 0,5 \cdot 0,242 + \\ + 0,6 \cdot 0,42 + 0,7 \cdot 0,102 + 0,8 \cdot 0 + 0,9 \cdot 0 + 0,95 \cdot 0 = 0,533.$$

Для методики, изложенной в [3]:

$$R = 0,05 \cdot 0 + 0,1 \cdot 0 + 0,2 \cdot 0 + 0,3 \cdot 0 + 0,4 \cdot 0,111 + 0,5 \cdot 0,326 + \\ + 0,6 \cdot 0,43 + 0,7 \cdot 0,114 + 0,8 \cdot 0 + 0,9 \cdot 0 + 0,95 \cdot 0 = 0,505.$$

Для методики, изложенной в [4]:

$$R = 0,05 \cdot 0 + 0,1 \cdot 0 + 0,2 \cdot 0 + 0,3 \cdot 0,069 + 0,4 \cdot 0,194 + 0,5 \cdot 0,326 + \\ + 0,6 \cdot 0,397 + 0,7 \cdot 0 + 0,8 \cdot 0 + 0,9 \cdot 0 + 0,95 \cdot 0 = 0,499.$$

Обобщенные результаты расчета представлены в таблице 8.

Таблица 8. Результаты расчета риска получения ошибочных оценок

Оценка рангов степени и важности риска	Рассчитанное значение риска получения ошибочных оценок
Условия, приведенные в [1]	0,263
Условия, приведенные в [2]	0,533
Условия, приведенные в [3]	0,505
Условия, приведенные в [4]	0,499

Анализ полученных результатов (таблица 8) позволяет сделать вывод, что применение методики оценки потенциальных возможностей сил и средств разведки по вскрытию группировки противника, изложенной в [1], обеспечивает снижение риска

получения ошибочных оценок на 23–27 % по сравнению с существующими методиками [2–4] и позволяет утверждать об обоснованности ее применения в ходе принятия решения при планировании боевого применения сил и средств разведки.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, реализация предлагаемого подхода к оценке возможности вскрытия объекта противника в условиях неполноты информации, основанного на применении алгоритма нечеткого логического вывода Мамдани, позволяет комплексно и максимально полно учесть все имеющиеся разведывательные признаки, выраженные как количественно, так и качественно. Данный механизм обладает широкими возможностями к адаптации, в том числе, информации полученной из открытых источников.

ЛИТЕРАТУРА

1. Петроченко, А. А. Методика оценки потенциальных возможностей сил и средств радиоэлектронной разведки / А. А. Петроченко // Сборник научных трудов НИИ Вооруженных Сил. – 2022. – № 1 (13). С. 74–86.
2. Бабуль, В. А. Методика оценки возможностей сил и средств РЭР по информационной доступности источников / В. А. Бабуль, О. Г. Клысун // Вестник воен. акад. Респ. Беларусь. – 2015. – № 1. – С. 60–67.
3. Гавриленко, К. А. Модель процесса обнаружения источников радиоизлучения элементов сети радиосвязи объединения системой радиоразведки на основе метода топологического преобразования стохастических сетей / К. А. Гавриленко // Вестник воен. акад. Респ. Беларусь. – 2023. – С. 65–73.
4. Обоснование облика системы радиоэлектронной разведки Вооруженных Сил (шифр «Висора»): отчет о выполнении оперативного задания (заключ.) / Науч.-исслед. ин-т Вооруженных Сил Респ. Беларусь; рук. С.В. Шлычков. – Минск, 2016. – 121 с.
5. Мурзич, И. К. Подходы к оценке риска при принятии управлеченческих решений / И. К. Мурзич // Наука и воен. безопасность. – 2017. – № 4. С. 61–66.
6. Бланк И.А. Управление финансовыми рисками. – Киев: Ника-Центр, 2005. – 600 с.
7. ГОСТ Р ИСО/МЭК 31010-2011 Менеджмент риска. Методы оценки риска. – М.: АНО «НИЦ КД», 2012. – 74 с.
8. Рэдхэд К. Управление финансовыми рисками. – М.: Инфра-М, 1996. – 288 с.
9. Бочков А.П. Модели и методы управления развитием технических систем. – Спб.: Изд-во «Союз», 2003. – 288 с.

REFERENCES

1. Petrochenko, A. A. Methodology for assessing the potential capabilities of electronic intelligence forces and means / A. A. Petrochenko // Collection of scientific papers of the Research Institute of the Armed Forces. – 2022. – № 1 (13). pp. 74–86.
2. Babul, V. A. Methodology for assessing the capabilities of electronic intelligence forces and means based on the information availability of sources / V. A. Babul, O. G. Klysun // Bulletin of the Military Academy of the Republic of Belarus. – 2015. – № 1. – pp. 60–67.
3. Gavrilenko, K. A. Model of the process of detecting radio emission sources of elements of a radio communication network of an integrated radio intelligence system based on the method of topological transformation of stochastic networks / K. A. Gavrilenko // Bulletin of the Military Academy of the Republic of Belarus. – 2023. – pp. 65–73.
4. Justification of the appearance of the electronic intelligence system of the Armed Forces (code "Visora"): report on the implementation of the operational task (conclusion) /

- Research Institute of the Armed Forces of the Republic of Belarus; head. S.V. Shlychkov. – Minsk, 2016. – 121 p.
5. Murzich, I.K. Approaches to risk assessment in making management decisions / I.K. Murzich // Science and military security. – 2017. – № 4. pp. 61–66.
 6. Blank I.A. Financial risk management. – Kyiv: Nika-Center, 2005. – 600 p.
 7. GOST R ISO / IEC 31010-2011 Risk management. Risk assessment methods. – M.: ANO "NITS KD", 2012. – 74 p.
 8. Redhead K. Financial risk management. – M.: Infra-M, 1996. – 288 p.
 9. Bochkov A.P. Models and methods of managing the development of technical systems. – St. Petersburg: Publishing house "Soyuz", 2003. – 288 p.

СХЕМОТЕХНИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО ДРОССЕЛЯ ДЛЯ ЗАДАЧ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭМС

А. В. Гудков, М. А. Ромашченко

Воронежский Государственный Технический университет, Воронеж, Россия

Аннотация. В тезисе рассмотрено измерение параметров дифференциального дросселя входного фильтра подавления кондуктивных помех AC-DC преобразователя. Представлена эквивалентная схема для моделирования в среде LTspice частотной характеристики затухания дифференциального дросселя. Отмечены особенности построения эквивалентной схемы и добавления в нее параметров дросселя. Полученные результаты могут быть использованы для схемотехнического моделирования эмиссии кондуктивных помех AC-DC преобразователей в среде LTspice для решения задач обеспечения электромагнитной совместимости.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, AC-DC преобразователь, импульсный источник питания, кондуктивные помехи, дифференциальный дроссель, LTspice.

CIRCUIT DESIGN MODEL OF A DIFFERENTIAL CHOKE FOR EMC SOLUTIONS

A. V. Gudkov, M. A. Romashchenko

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract. The thesis considers the measurement of the parameters of the differential choke of the input filter for suppression of conductive interference of an AC-DC converter. An equivalent circuit is presented for modeling the insertion loss of a differential choke in the LTspice environment. The features of constructing an equivalent circuit and adding parameters to it are noted. The results obtained can be used for circuit modeling of the emission of conductive interference from AC-DC converters in the LTspice environment to solution problems of electromagnetic compatibility.

Keywords: electromagnetic compatibility, AC-DC converter, switching power supply, conductive interference, differential choke, LTspice.

1. ВВЕДЕНИЕ

В ходе проектирования импульсных источников питания разработчику приходится решать проблему соответствия изделия критериям стандартов электромагнитной совместимости (ЭМС) по уровню эмиссии кондуктивных помех. В целях сокращения времени затрачиваемого на решение данной проблемы в [1-3] была предложена методика моделирования кондуктивных помех в программном обеспечении LTspice с использованием быстрого преобразования Фурье. Представленная методика позволяет выполнить предварительную оценку уровня кондуктивных помех создаваемых импульсным источником питания (ИИП) в питающей сети.

Важными этапами данной методики являются предварительное измерение паразитных параметров индуктивных фильтрующих компонентов и добавление их в схемотехническую модель. В [1, 2] рассмотрен пример добавления данных параметров для готового синфазного дросселя фирмы Murata. Однако, зачастую разработчики ИИП самостоятельно проектируют дроссели фильтров, исходя из требований технического задания, доступности и сроков поставок компонентов (сердечников), технологических

возможностей производства и т.д. Таким образом, для получения адекватных результатов моделирования помех ИИП встает вопрос об экстракции паразитных параметров, а так же создания моделей дросселей, имеющих амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) близкую к реальным изделиям. Кроме того, разработчиком для подавления соответствующего вида кондуктивных помех может быть применен не только синфазный, но и дифференциальный дроссель. Дифференциальные дроссели широко применяются разработчиками AC-DC преобразователей как в составе входного фильтра для подавления кондуктивных электромагнитных помех (ЭМП), так и на выходе преобразователя для снижения пульсаций выходного напряжения.

В данной работе рассмотрено измерение параметров дифференциальных дросселей, а так же моделирование их частотной характеристики затухания (вносимых потерь) в программе LTspice для последующего добавления в схемотехническую модель AC-DC преобразователя.

2. ПОРЯДОК ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО ДРОССЕЛЯ

Рассмотрим снятие параметров и моделирование дифференциального дросселя входного фильтра для однофазной сети переменного тока, состоящего из двух обмоток с одинаковым числом витков. В первую очередь с помощью RLC-метра производится измерение индуктивности обмоток дросселя. В данном случае был использован прибор АКИП-6103. Измеренные значения представлены на рисунке 1. Для моделирования выбран результат, полученный на частоте 10 кГц.

<LIST SWEEP>			SYS MENU	MEAS
MODE:SEQ			DISP	
FREQ[Hz]	Ls[H]	Rs[Ω]	CMP	BIN
1.0000kHz	50.277 μ	0.0195		No.
*10.000kHz	50.348 μ	0.0234		
*50.000kHz	49.424 μ	0.1708		
100.00kHz	49.282 μ	0.5101		
1.0000MHz	48.251 μ	25.853		
100.00 Hz	51.845 μ	0.0205		
			BIN	COUNT
			LIST	
			SWEET	

Рис. 1. Индуктивность обмотки дифференциального дросселя на различных частотах

Затем измеряется индуктивность рассеяния, путем замыкания накоротко выводов одной из обмоток. Сопротивление провода обмоток по постоянному току может быть измерено как инструментально, так и рассчитано, исходя из длины провода обмотки и площади его поперечного сечения по каноническому выражению:

$$R_{\text{wire}} = \rho \frac{l}{S}, \quad (1)$$

где l – длина провода обмотки;

S – площадь поперечного сечения провода;

ρ - удельное сопротивление материала провода.

Далее производится измерение частотной характеристики дросселя. Поскольку токи дифференциальных помех протекают в противоположных направлениях по шине питания и общему проводнику, то для получения частотной характеристики обмотки дросселя соединяются последовательно. Входной сигнал подается на один из свободных выводов, а выходной сигнал снимается с нагрузки сопротивлением 50 Ом, подключенной к другому свободному концу обмотки.

В данном примере измерение производилось цифровым осциллографом Rigol MSO5104 с дополнительной функцией анализатора Боде. Результат измерения представлен на рисунке 2. Из полученных можно сделать вывод, что на частоте 6,309 МГц дроссель имеет собственный резонанс.

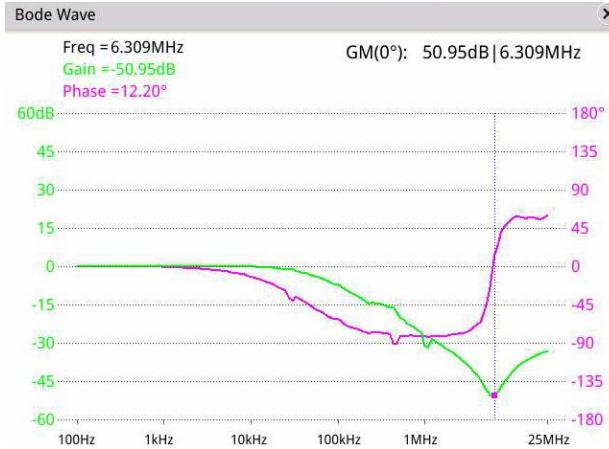


Рис. 2. Вносимые потери дифференциального дросселя

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОДАВЛЕНИЯ ПОМЕХ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫМ ДРОССЕЛЕМ

При проведении моделирования подавления помех дифференциальным дросселем для обоих его обмоток используем схему замещения из [4]. В нее добавляются ранее измеренные параметры дросселя. Итоговая эквивалентная схема представлена на рисунке 3.

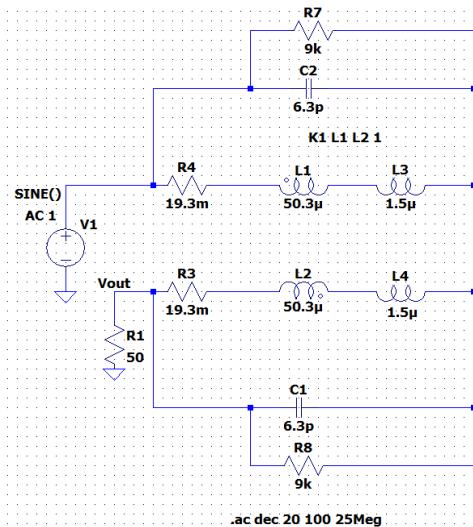


Рис. 3. Эквивалентная схема дифференциального дросселя

Подключение внешнего источника катающейся частоты и соединение обмоток на схеме выполнено аналогично проведенному ранее измерению вносимых потерь, выходной сигнал снимается с 50-омного резистора R1 (точка Vout). Активное сопротивление обмоток R_{wire} , определенное на первом этапе, задается резисторами R3, R4. Индуктивности обмоток L1 и L2 в сочетании с паразитными межвитковыми емкостями обмоток (C1 и C2) определяют частоту собственного резонанса, образуя колебательный контур. Добротность контура задается параллельными сопротивлениями R7 и R8. Измеренная на первом этапе индуктивность рассеяния делится на два, и

полученные значения добавляются в модель последовательно с индуктивностями обмоток. Коэффициент связи K1 задается равным единице. На рисунке 3 индуктивность рассеяния обозначена L3 и L4. Номиналы межвитковой емкости и параллельного сопротивления подбираются в процессе моделирования для получения соответствия характеристики затухания реального дросселя и модели. При этом паразитную емкость можно рассчитать исходя из формулы Томпсона для частоты резонанса:

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (2)$$

где L – индуктивность обмотки;

C – межвитковая емкость.

Поскольку рассматриваемый дроссель имеет две обмотки на одном сердечнике, то его суммарная индуктивность для дифференциальной помехи возрастает вчетверо. Тогда результирующая емкость для дифференциального дросселя с двумя обмотками определяется с помощью (3):

$$C = \frac{1}{4L(2\pi F)^2} = \frac{1}{16L(\pi F)^2} \quad (3)$$

В данном случае индуктивность обмотки L составила 50,3 мГн, а частота собственного резонанса F=6,309 МГц. Полученная с помощью (3) суммарная паразитная емкость обмоток составила 3,16 пФ. Учитывая, что в схеме на рис.3 межвитковые емкости обмоток включены последовательно друг с другом, то C1 и C2 должны быть заданы 6,3 пФ соответственно. Результаты моделирования в программе LTspice приведены на рисунке 4. Сплошная линия – АЧХ дросселя, пунктирная линия – фазочастотная характеристика (ФЧХ).

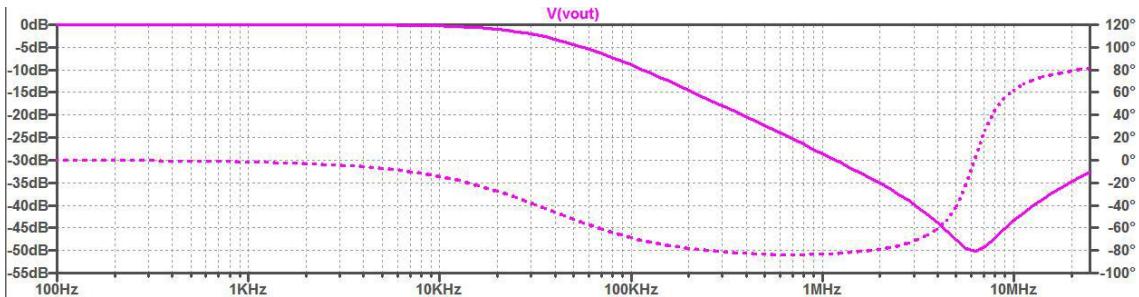


Рис. 4. Результат моделирования подавления дифференциальных помех

Сравнение показало, что полученные по итогу моделирования результаты близки к характеристике вносимых потерь снятой с реального дросселя (рисунок 2). В диапазоне низких частот совпадает наклон АЧХ; так же совпадает частота собственного резонанса 6,3 МГц; вносимые потери на резонансной частоте составили 50,95 дБ на реальном дросселе и 50,5 дБ в модели; затухание на частоте 25 МГц приблизительно равно 32 дБ в обоих случаях. Таким образом, представленную эквивалентную схему с заданными параметрами можно интегрировать в модель AC-DC преобразователя для последующего анализа кондуктивных помех.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В однофазных AC-DC преобразователях дифференциальные дроссели, наряду с синфазными, находят широкое применение во входных фильтрах. Особенно часто данные компоненты применяются в ИИП средних и больших мощностей.

В данной работе рассмотрены особенности измерения параметров и моделирования частотной характеристики затухания дифференциального дросселя, являющегося частью входного фильтра преобразователя средней мощности. Работа

проводилась с целью последующего встраивания модели дросселя в схемотехническую модель AC-DC преобразователя для предварительного анализа уровня эмиссии кондуктивных помех.

В результате проведенного исследования в программе LTspice была получена схемотехническая модель дифференциального дросселя, которую можно использовать для задач обеспечения ЭМС AC-DC преобразователей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ромашенко М.А. Методика моделирования кондуктивных помех обратноходового AC/DC-преобразователя / Ромашенко М.А., Гудков А.В., Макаров О.Ю. // Радиотехника, 2024, Т. 88, №7. – С. 16–20. DOI: 10.18127/j00338486-202407-03. EDN: FLIAOD.
2. Гудков А.В., Ромашенко М.А. Исследование кондуктивных помех импульсных источников питания на примере обратноходового AC/DC преобразователя / Гудков А.В., Ромашенко М.А. // Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXX Международной научно-технической конференции, Т. 4, Воронеж, 16–18 апреля 2024 года. – Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2024. – С. 386–391. EDN: PUREHI.
3. Ромашенко М.А., Гудков А.В. Моделирование силового контура обратноходового AC-DC преобразователя для оценки уровня кондуктивных помех / Ромашенко М.А., Гудков А.В. // Электронные средства и системы управления: материалы докладов XX Международной научно-практической конференции (20–22 ноября 2024 г.): Ч. 2. – Томск: В-Спектр, ТУСУР, 2024. – С.19-21.
4. Дмитриков В.Ф., Шушпанов Д.В. Эквивалентная схема замещения дросселя, намотанного на феррите, в широком диапазоне частот (0 Гц-500 МГц) // Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2021, Т. 24, № 4. – С. 25–45.

REFERENCES

1. Romashchenko M.A. Methods of modeling conductive interference of a flyback AC/DC converter / Romashchenko M.A., Gudkov A.V., Makarov O.Yu. // Radioteknik, 2024, vol. 88, No. 7. – Pp. 16-20. DOI: 10.18127/j00338486-202407-03. EDN: FLIAOD.
2. Gudkov A.V., Romashchenko M.A. Investigation of conductive interference of switching power supplies using the example of a flyback AC/DC converter / Gudkov A.V., Romashchenko M.A. // Radiolocation, navigation, communication: Proceedings of the XXX International Scientific and Technical Conference, Vol. 4, Voronezh, April 16-18, 2024. – Voronezh: VSU Publishing House, 2024. – Pp. 386-391. EDN: PUREHI.
3. Romashchenko M.A., Gudkov A.V. Modeling of the power stage of a flyback AC-DC converter for assessing the level of conductive interference / Romashchenko M.A., Gudkov A.V. // Electronic means and control systems: proceedings of the XX International Scientific and Practical Conference (November 20-22, 2024): Part 2, – Tomsk: V-Spektr, TUSUR, 2024. – Pp. 19-21.
4. Dmitrikov V.F., Shushpanov D.V. Equivalent substitution scheme of a ferrite-wound choke in a wide frequency range (0 Hz-500 MHz) // Physics of wave processes and radio engineering systems, 2021, T.24, No.4. – Pp. 25-45.

УСТРОЙСТВО ДЛЯ ДИСТАНЦИОННОГО МОНИТОРИНГА РАБОТОСПОСОБНОСТИ МНОГОКАНАЛЬНОГО РАДИОПЕРЕДАТЧИКА

А. В. Тихонова, А. В. Журавлев, Д. А. Пищулин, В. С. Бирин

Акционерное общество научно-внедренческое предприятие «ПРОТЕК» (АО НВП «ПРОТЕК»)

Аннотация. В данной работе проведено сравнение структурных схем устройства для дистанционного мониторинга работоспособности многоканального радиопередатчика на основе метода спектрального анализа. Рассмотрены принципы работы, особенности реализации и эффективность каждого из предложенных вариантов реализации дистанционного мониторинга.

Ключевые слова: многоканальный радиопередатчик, дистанционный мониторинг, структурные, частотные, временные, энергетические параметры радиосигналов, оценка соответствия требованиям.

A DEVICE FOR REMOTE MONITORING OF THE OPERABILITY OF A MULTI-CHANNEL RADIO TRANSMITTER

V. Tikhonova, A. V. Zhuravlev, D. A. Pishchulin, V. S. Birin

Joint-stock Company scientific and innovation enterprise "PROTEK" (JSC NVP "PROTEK")

Abstract. In this work, a comparison of structural schemes of a device for remote monitoring of the operability of a multichannel radio transmitter based on the spectral analysis method is carried out. The principles of operation, implementation features and effectiveness of each of the proposed options for remote monitoring are considered.

Keywords: multi-channel radio transmitter, remote monitoring, structural, frequency, time, energy parameters of radio signals, conformity assessment.

1. ВВЕДЕНИЕ

Необходимость создания устройства дистанционного мониторинга многоканального радиопередатчика обусловлена потребностями повышения достоверности и оперативности контроля работоспособности многоканальных радиопередатчиков специальных сигналов, обеспечивающих в частности деструктивное воздействие на несанкционированные средства радиосвязи.

Многоканальный передатчик, размещенный в точке Π трехмерного пространства Q с декартовыми координатами $(x_{\Pi}, y_{\Pi}, z_{\Pi})$, как объект дистанционного мониторинга, представляет собой сложную систему, состоящую из нескольких передающих каналов, каждый из которых излучает k -й, $k = 1, \dots, K$ специальный радиосигнал S_k^{Π} , имеющий индивидуальные частотно-энергетические параметры: несущую частоту f_k^{Π} ; ширину спектра F_k^{Π} ; амплитуду A_k^{Π} , структурно-временной портрет C_k^{Π} . В свою очередь задача дистанционного мониторинга заключается в определении работоспособности многоканального радиопередатчика 1 по критерию наличия в некоторой точке I трехмерного пространства Q с декартовыми координатами (x_i, y_i, z_i) одновременно всех K специальных радиосигналов.

2. АНАЛИЗ ВАРИАНТОВ СТРУКТУРНЫХ СХЕМ УСТРОЙСТВА ДЛЯ ДИСТАНЦИОННОГО МОНИТОРИНГА

Эффективным способом реализации поставленной задачи дистанционного мониторинга является применение метода спектрального анализа сигналов. При использовании на практике спектроанализатора доступны различные методы оценки многоканального радиопередатчика.

Структурная схема одного из вариантов реализации устройства для дистанционного мониторинга работоспособности многоканального радиопередатчиков представлена на рис.1.

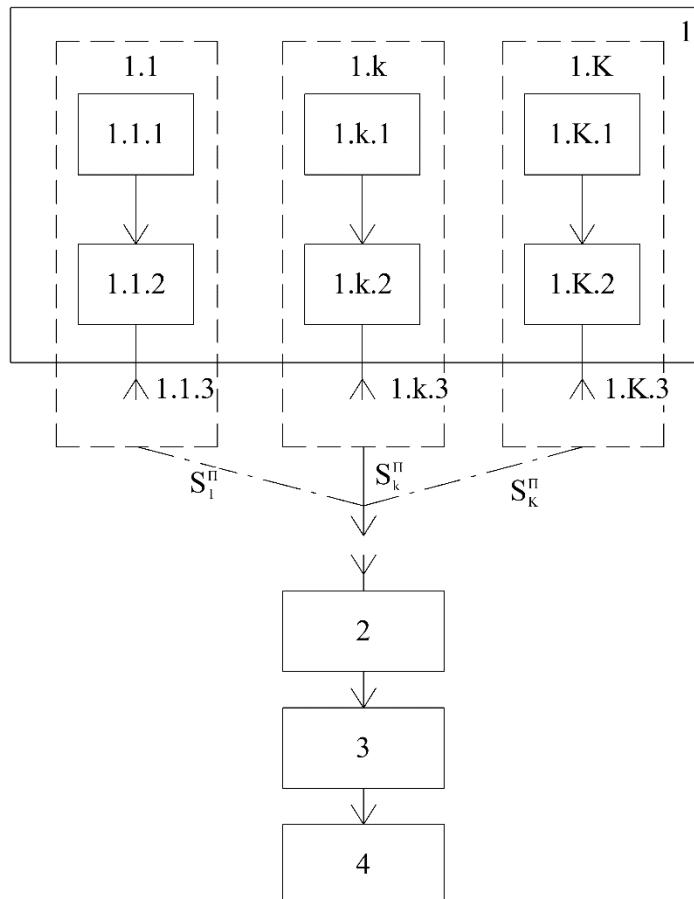


Рис. 1. Структурная схема дистанционного мониторинга последовательного типа анализа индивидуальных параметров принимаемого сигнала:

- 1 – многоканальный радиопередатчик 1;
- 1.k.1 – формирователь; 1.k.2 – усилитель;
- 1.k.3 – излучатель (передающая антенна);
- 2 – широкополосный радиоприемник;
- 3 – спектроанализатор;

4 – компьютер с установленным программным обеспечением.

Данная схема представляет собой схему последовательного анализа текущих частотных параметров специальных радиосигналов, излучаемых многоканальным радиопередатчиком 1, и последующего их сравнения с его нормативными параметрами. При этом на вход спектроанализатора с выхода широкополосного радиоприемника подается одновременно множество специальных радиосигналов $\{S_k^n, k=1, \dots, K\}$, принятых в точке И.

Файл данных, содержащий результаты оценки параметров специальных радиосигналов, спектроанализатор передает на компьютер. Программное обеспечение, установленное в память компьютера, выполняет: оценку и сравнение текущих индивидуальных частотно-энергетических параметров: несущей частоты f_k^U , ширины спектра F_k^U , амплитуды A_k^U , синтез текущего структурно-временного портрета C_k^U , каждого специального радиосигнала S_k^U , $k = 1, \dots, K$. После обработки сигнала программное обеспечение выдает фиксацию факта работоспособности или неработоспособности многоканального передатчика 1 в виде индикации в установленном протоколом формате на экране монитора или другого устройства отображения итоговых результатов.

Достоинствами приведенного варианта исполнения схемы является: универсальность по виду и параметрам, а также отсутствие ограничения по численности оцениваемых специальных радиосигналов; высокая (потенциально избыточная для решения задачи мониторинга) точность оценки параметров специальных радиосигналов и их соответствия нормативам.

Недостатками такого подхода являются значительное время, требуемое для выполнения последовательного анализа совокупности радиосигналов, которое может превышать длительность интервала одновременного излучения радиосигналов и тем самым снизить достоверность оценки, прежде всего, вследствие невозможности фиксации возмущающих факторов, например, влияния лимита энергетического ресурса электроснабжения составных частей, в первую очередь - усилителей, или интермодуляционных помех между антеннами многоканального радиопередатчика 1, искажающих параметры специальных сигналов. Относительно большие габариты, масса, энергопотребление, весьма ограниченные условия эксплуатации, а также высокая стоимость оборудования.

Для того чтобы сократить время анализа параметров передающего сигнала можно использовать способ параллельного выполнения процедур оценки текущих индивидуальных частотно-энергетических параметров сравнения текущих параметров f_k^U , F_k^U , C_k^U и A_k^U каждого специального радиосигнала S_k^U , $k = 1, \dots, K$ с записанными в память нормативными параметрами f_k^N , F_k^N , C_k^N и рассчитанным прогнозным значением амплитуды \bar{A}_k^U . Структурная схема реализации такого варианта дистанционного мониторинга работоспособности многоканального радиопередатчика 1, приведена на рис. 2.

При этом каждый k -й специальный радиосигнал S_k^U принимает канальный радиоприемник 2. k . Амплитудно-частотные характеристики входного тракта канального радиоприемника 2. k должны быть согласованы с индивидуальными частотно-энергетическими параметрами сопряженных специальных радиосигналов S_k^N и S_k^U .

Принятый и первично обработанный радиосигнал S_k^U в виде высокочастотной электрической копии поступает с выхода канального радиоприемника 2. k на вход k -го канального спектроанализатора 3. k , настроенного для оценки индивидуальных частотно-энергетических параметров специального радиосигнала S_k^U .

Результаты оценки индивидуальных частотно-энергетических параметров специального радиосигнала S_k^U (f_k^U , F_k^U , A_k^U , C_k^U) спектроанализатор 3. k передает на цифровой вход k -го канального компьютера с установленным специальным программным обеспечением 4. k (иначе – контроллера 4. k) для выполнения процедур: синтеза и оценки, а также фиксации факта соответствия или несоответствия соответствия

текущих индивидуальных частотно-энергетических параметров f_k^I , F_k^I , A_k^I , C_k^I радиосигнала S_k^I , отображающихся на мониторе 5.

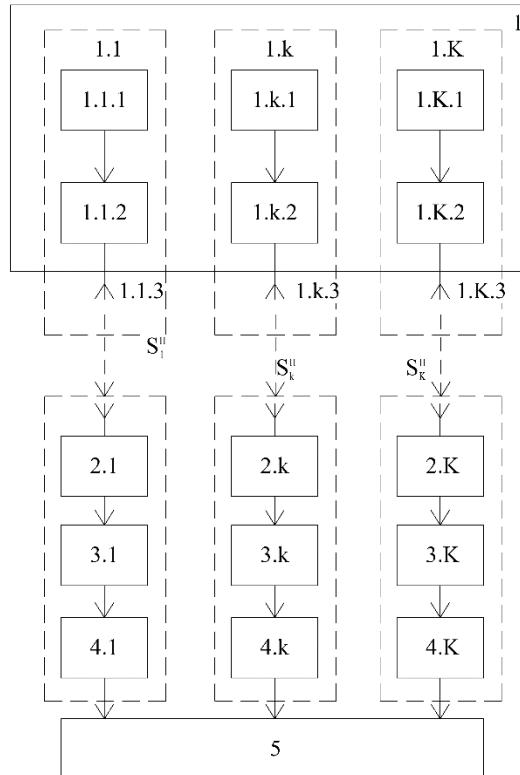


Рис. 2. Структурная схема дистанционного мониторинга параллельного типа анализа индивидуальных параметров принимаемого сигнала 1.

1 - многоканальный радиопередатчик; 1.k.1 – формирователь; 1.k.2 – усилитель; 1.k.3 – излучатель (передающая антенна);

2.k – k-й канальный радиоприемник; 3.k – k-й спектроанализатор; 4.k – k-й контроллер оценки индивидуальных частотно-энергетических параметров специального радиосигнала S_k^I и их соответствия нормативам; 5 – универсальный компьютер с установленным специальным программным обеспечением.

Основными достоинствами приведенной схемы является: сокращение по сравнению с первым вариантом схемы времени анализа совокупности специальных радиосигналов, универсальность по виду и параметрам оцениваемых специальных радиосигналов, высокая точность оценки параметров специальных радиосигналов и их соответствия нормативам.

Недостатками схемы является: ограничение числа оцениваемых специальных радиосигналов количеством параллельных каналов приема, большие габариты, масса, энергопотребление, ограниченные условия эксплуатации, в первую очередь, спектроанализаторов, а также высокая стоимость оборудования, что требует специальных мер и конструктива.

Основанием для преодоления недостатков рассмотренных вариантов оценки работоспособности многоканального радиопередатчика 1 и разработки малогабаритного устройства для дистанционного мониторинга является снижение требований к точности оценки текущих параметров специальных радиосигналов, реализуемой с применением спектроанализаторов, точности соответствия текущих параметров нормативам, достигаемых с применением аппаратно-программных комплексов, а также упрощение устройства отображения результатов определения работоспособности. Структурная

схема дистанционного мониторинга работоспособности многоканального радиопередатчика 1 с использованием малогабаритного устройства 2 приведена на рис. 3.

Широкополосный усилитель 2.1 обеспечивает требуемое для дальнейшей обработки значение амплитуды широкополосного высокочастотного электрического сигнала при неискаженном соотношении амплитуд парциальных высокочастотных электрических сигналов S_k^{yc} . Широкополосный высокочастотный электрический сигнал $\{S_k^{yc}, k=1, \dots, K\}$ передается на вход модуля 2.2 анализа и оценки специальных радиосигналов.

Модуль 2.2 представляет собой совокупность К параллельных независимых каналов 2.2.k, $k = 1, \dots, K$, каждый из которых выполняет анализ и оценку наличия одного k -го специального радиосигнала S_k . Для этого в состав канала 2.2.k последовательно включены: частотно-полосовой фильтр 2.2.k.1, согласованный фильтр 2.2.k.2, компаратор 2.2.k.3.

Частотно-полосовой фильтр 2.2.k.1 обеспечивает возможность выделения из широкополосного высокочастотного электрического сигнала $\{S_k^{yc}, k=1, \dots, K\}$ k -го парциального высокочастотного электрического сигнала S_k^{yc} – аналога специального радиосигнала S_k при соответствии текущих параметров f_k^u, F_k^u нормативным параметрам f_k^n, F_k^n , на которые настроена амплитудно-частотная характеристика фильтра 2.2.k.1.

С выхода частотно-полосового фильтра 2.2.k.1 выделенный парциальный высокочастотный электрический сигнал S_k^{yc} передается на вход согласованного фильтра 2.2.k.2.

Согласованный фильтр 2.2.k.2 обеспечивает возможность оценки соответствия текущего структурно-временного портрета C_k^u k -го парциального высокочастотного электрического сигнала S_k^{yc} нормативному структурно-временному портрету C_k^n , определяющему архитектуру (структура системы элементов анализа частотно-фазовых параметров входного электрического сигнала) и динамику (структура линий задержки и значения времени задержки составных частей входного сигнала в этих линиях) функционирования фильтра 2.2.k.2.

С выхода согласованного фильтра 2.2.k.2 электрический сигнал S_k^{cf} передается на вход компаратора 2.2.k.3.

Компаратор 2.2.k.3 сравнивает уровень U_k^t принятого текущего электрического сигнала S_k^{cf} с нормативным уровнем U_k^n , согласованным с прогнозным значением амплитуды A_k^n специального радиосигнала S_k^n и заблаговременно установленным в аппаратную платформу компаратора 2.2.k.3.

Устройство отображения результатов дистанционного мониторинга 2.3, приняв по k -му входу электрический сигнал S_k^{kom} , анализирует его уровень и включает позиционный индикатор. Свидетельством требуемого состояния работоспособности многоканального радиопередатчика 1 будет являться факт включения всех K позиционных индикаторов. Пример реализации устройства дистанционного мониторинга представлен на рис. 4.

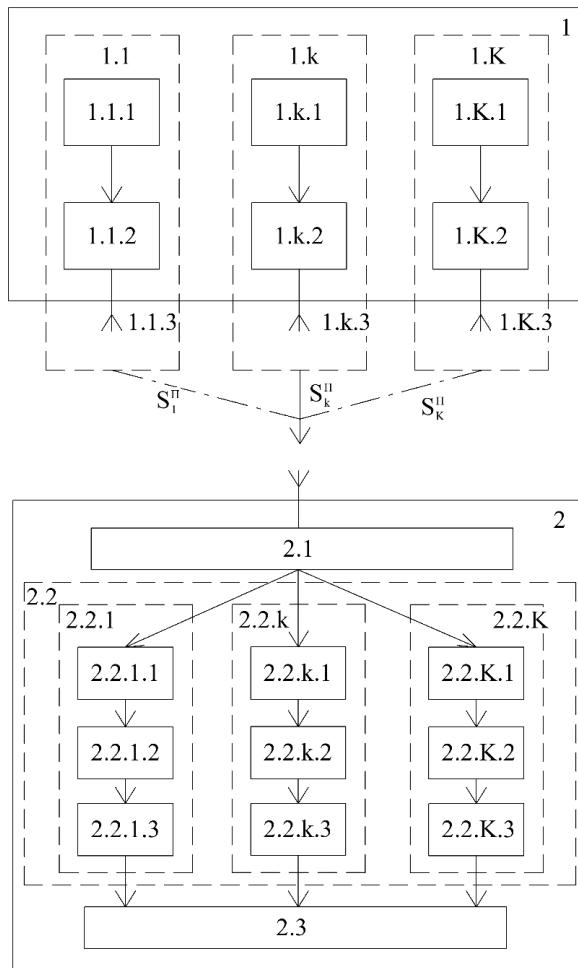


Рис. 3. Структурная схема реализации дистанционного мониторинга работоспособности многоканального радиопередатчика 1 с использованием малогабаритного устройства 2
 1 – многоканальный радиопередатчик 1; 1.k.1 - формирователь; 1.k.2 - усилитель; 1.k.3 – излучатель (передающая антенна); 2 - малогабаритное устройство мониторинга;
 2.1 - широкополосный усилитель с масштабируемым амплитудным ограничителем;
 2.2.k – k-й канал оценки индивидуальных частотно-энергетических параметров;
 2.2.k.1 – частотно-полосовой фильтр; 2.2.k.2 – согласованный фильтр; 2.2.k.3 – компаратор; 2.3 – устройство отображения результатов дистанционного мониторинга.



Рис.4. Устройство дистанционного мониторинга

Важнейшим достоинством малогабаритного устройства мониторинга является простота конструкции и реализуемость без привлечения высокотехнологичных и дефицитных изделий микроэлектронной и микропроцессорной техники, а также устройств ввода-вывода, отображения и хранения данных, что будет способствовать снижению стоимости, массогабаритных характеристик и повышению устойчивости к воздействию внешних возмущающих факторов.

Недостатком устройства является его жесткая привязка к количеству анализируемых специальных радиосигналов, а также их индивидуальным частотно-энергетическим и структурно-временным параметрам.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе работы были предложены три варианта структурных схем устройства дистанционного мониторинга, основанные на применении методов спектрального анализа специальных радиосигналов с априорно известными структурными, частотными и временными параметрами. Малогабаритное устройство дистанционного мониторинга, реализующее концепцию многоканального анализатора и согласованной фильтрации, является эффективным решением определения работоспособности многоканального радиопередатчика специальных сигналов и имеет ряд преимуществ, включая простоту конструкции, небольшие массу и габариты, а также и низкую стоимость, по сравнению с устройствами, реализуемыми на основе универсальных цифровых спектроанализаторов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 2000, 571-577.
2. Раушер К., Йанссен Ф., Минихольд Р. Основы спектрального анализа. Горячая линия – Телеком, 2006, 13-48.
3. Томас К. Хейс, Пол Хоровец. Искусство схемотехники. Теория и практика. «БВХ-Петербург», Санкт-Петербург, 2022, 383-385.

REFERENCE

1. Gonorovsky I. S. Radio engineering circuits and signals. Moscow: Radio and Communications, 2000, 571-577.
2. Rauscher K., Janssen F., Minihold R. Fundamentals of spectral analysis. Hotline – Telecom, 2006, 13-48.
3. Thomas K. Hayes, Paul Horowitz. The art of circuit engineering. Theory and practice. BVH-Petersburg, St. Petersburg, 2022, 383-385.

ПРИМЕНЕНИЕ ГЕНЕРАТОРОВ ХАОТИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ПОМЕХ НА КАНАЛЫ УПРАВЛЕНИЯ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИМИ КОМПЛЕКСАМИ

A. С. Мартынов, А. С. Шабардин

Межвидовой центр подготовки и боевого применения войск РЭБ (учебный и испытательный), Тамбов, Россия

Аннотация. В данной статье рассматриваются принципы формирования хаотических сигналов, их математические характеристики, а также моделирование генераторов хаотических колебаний в среде MATLAB.

Ключевые слова: генераторы хаотических колебаний, фазовое пространство, странный аттрактор, получение помех на основе работы генераторов хаотических колебаний.

APPLICATION OF GENERATORS OF CHAOTIC OSCILLATIONS FOR FORMATION OF INTERFERENCE ON CONTROL CHANNELS OF ROBOTIC COMPLEXES

A. S. Martynov, A. S. Shabardin

Inter-service center for training and combat use of electronic warfare troops (training and test), Tambov, Russia

Abstract. This article discusses the principles of the formation of chaotic signals, their mathematical characteristics, as well as the modeling of chaotic oscillation generators in the MATLAB environment.

Key words: generators of chaotic oscillations, phase space, strange attractor, interference reception on the basis of work of generators of chaotic oscillations.

1. ВВЕДЕНИЕ

Открытие нерегулярных хаотических колебаний в детерминированных нелинейных динамических системах различной природы (физических, механических, радиотехнических и других) стало одной из крупнейших научных сенсаций прошлого века [1].

Динамический хаос – явление, состоящее в возникновении в нелинейных динамических системах (объектах любой природы, состояние которых изменяется во времени в соответствии с некоторым динамическим законом) сложных непериодических колебаний с непрерывным спектром.

Малогабаритные робототехнические комплексы летательного и наземного типа, управление которыми осуществляется по беспроводному каналу связи, стали широко применяться для совершения терактов, провокаций и других противоправных действий, поэтому проблема противодействия таким средствам является актуальной в настоящее время.

Беспроводной канал связи – один из наиболее уязвимых элементов робототехнического комплекса. Его подавление позволяет обезвредить потенциально опасное устройство, лишив его возможности удаленного управления. Решение таких задач возлагается на радиоэлектронную борьбу (далее – РЭБ).

С помощью генераторов хаотических колебаний могут быть зашумлены каналы управления робототехническими комплексами противника.

2. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ГЕНЕРАТОРОВ ХАОТИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

С математической точки зрения устойчивость динамической системы определяется знаками показателя Ляпунова в каждой точке фазовой траектории, которые полностью определяются математической моделью динамической системы и ее текущим состоянием, то есть координатами фазовой точки.

Показатель Ляпунова определяется по формуле:

$$\lambda = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t - t_0} \ln \frac{d(t)}{d(t_0)}, \quad (1)$$

где $d(t_0)$ – расстояние между фазовыми траекториями в некоторый момент времени t_0 ;

$d(t)$ – в момент времени t .

Хаотические колебания возникают в неустойчивых динамических системах, то есть при положительном показателе Ляпунова.

Фазовое пространство – множество всех теоретически возможных состояний динамической системы. Так как динамические переменные в данном случае являются величинами, а не функциями и число их конечно, фазовое пространство имеет конечную размерность, а математические модели описываются системами дифференциальных уравнений [2].

В данной статье будут рассмотрены непрерывные генераторы хаотических колебаний:

- генератор Лоренца;
- генератор Нозе-Гувера;
- генератор Рёсслера
- генератор Рикитаке.

Указанные выше непрерывные генераторы хаотических колебаний описываются системами дифференциальных уравнений (генератор Лоренца (2), Рикитаке (3), Рёсслера (4), Нозе-Гувера (5)) [3]:

$$\begin{cases} \dot{x} = x \times (1 - a) - y^2 - z^2 - a \times c \\ \dot{y} = x \times y - b \times x \times z + d \\ \dot{z} = b \times x \times y + x \times z \end{cases}, \quad (2)$$

$$\begin{cases} \dot{x} = a \times y - x \\ \dot{y} = x \times z - b \times x - y \\ \dot{z} = c - x \times y \end{cases}, \quad (3)$$

$$\begin{cases} \dot{x} = -y - z \\ \dot{y} = d \times x - a \times y \\ \dot{z} = b + z \times (x - c) \end{cases}, \quad (4)$$

$$\begin{cases} \dot{x} = a \times y \\ \dot{y} = b \times y \times z - c \times x \\ \dot{z} = d - e \times y^2 \end{cases}. \quad (5)$$

В системах дифференциальных уравнений параметры a, b, c, d, e задают вид движения точки в фазовом пространстве. В таблице 1 представлены значения параметров, при которых в системах возникают хаотические колебания.

Таблица 1. Значения параметров, при которых возникают хаотические колебания

Параметры Генераторы \	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>d</i>	<i>e</i>
Лоренц	1	6,4	4,6	1,5	—
Рикитаке	1	1	1	—	—
Рёсслер	0,38	0,368	14	1	—
Нозе-гувер	4	6	1,5	9	6

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ ГЕНЕРАТОРОВ ХАОСТИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ В СРЕДЕ MATLAB

С помощью математического пакета MATLAB было произведено моделирование генераторов хаотических колебаний.

Результаты моделирования для генераторов представлены на рисунках 1–4.

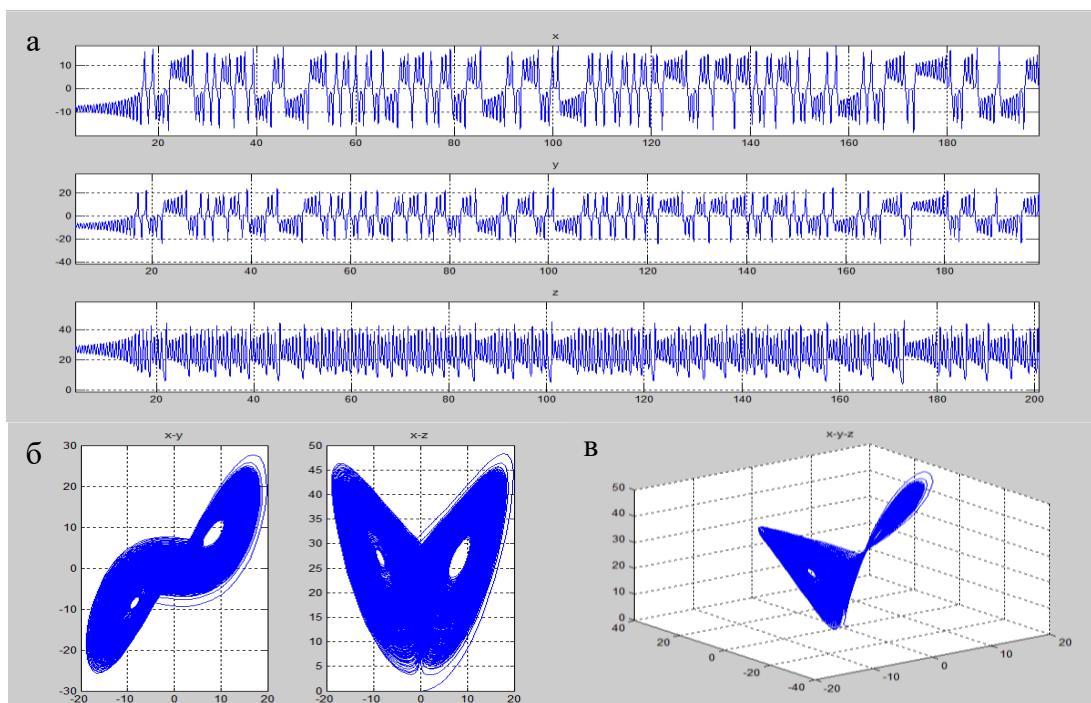


Рис. 1. Результаты моделирования для генератора Лоренца
(а – осциллограммы колебаний в системе, б – движение системы в фазовом пространстве в двух плоскостях x - y и x - z , в – движение системы в фазовом пространстве в объемном представлении)

На рисунках 1-б и 1-в представлен странный аттрактор Лоренца (совокупность решения уравнения, в которых наблюдается непериодическое осцилляторное движение с резким различием траекторий в зависимости от параметров начальных условий), который не является ни двумерной поверхностью, ни спаянным двумерным многообразием [4].

По существу аттрактор Лоренца – топологический объект паталогической природы, имеет фрактальную размерность $d_f = 2,06$. На его примере демонстрируется необходимость трехмерного фазового пространства (для перехода фазовой траектории от вращения вокруг одного положения равновесия к вращению вокруг другого, без пересечения при этом фазовых траекторий). Станный аттрактор Лоренца представляет

собой геометрическую фигуру, которая, несмотря на кажущуюся хаотичность, имеет внутреннюю закономерность.

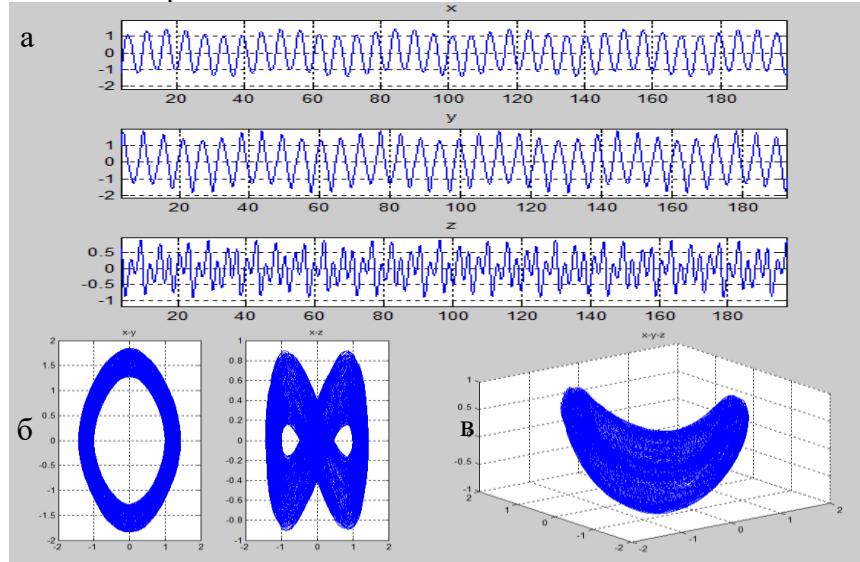


Рис. 2. Результаты моделирования для генератора Нозе-Гувера
(а – осциллограммы колебаний в системе, б – движение системы в фазовом пространстве в двух плоскостях x - y и x - z , в – движение системы в фазовом пространстве в объемном представлении)

Трехмерная динамическая система Нозе-Гувера используется в молекулярной теории как обратимая во времени термостатическая система

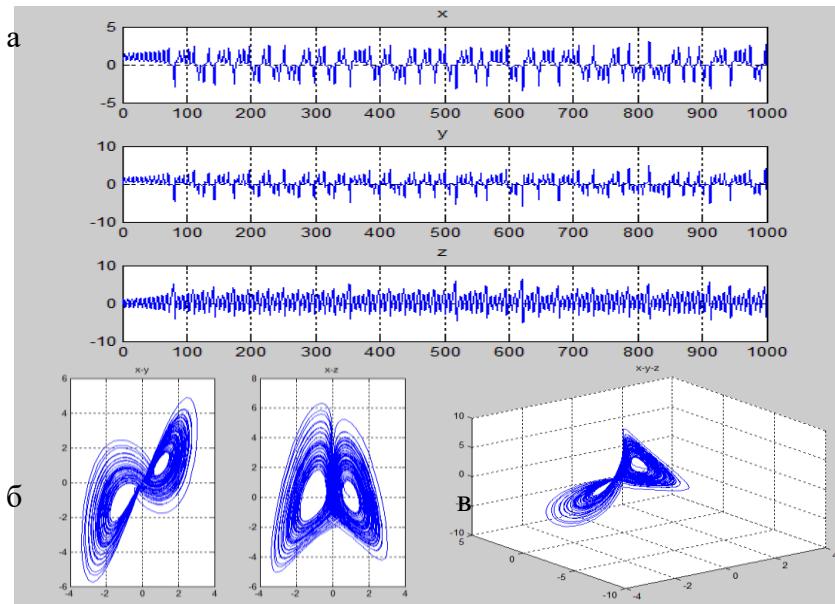


Рис. 3. Результаты моделирования для генератора Рикитаке
(а – осциллограммы колебаний в системе, б – движение системы в фазовом пространстве в двух плоскостях x - y и x - z , в – движение системы в фазовом пространстве в объемном представлении)

Аттрактор Рикитаке – одна из известных динамических систем третьего порядка с хаотическим поведением. Представляет собой модель двухдискового динамо и впервые была предложена в задачах о хаотической инверсии геомагнитного поля Земли.

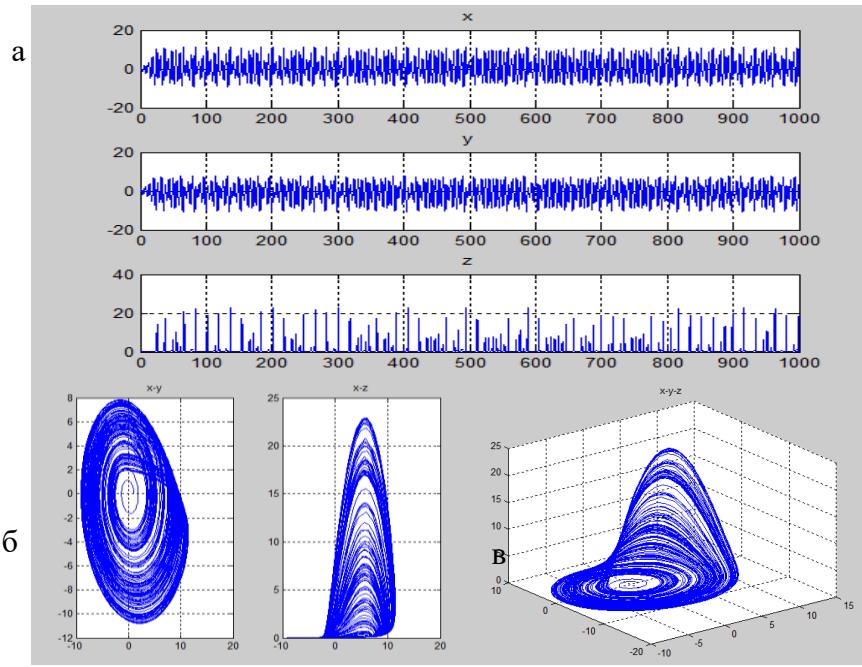


Рис. 4. Результаты моделирования для генератора Рёсслера
 (а – осциллограммы колебаний в системе, б – движение системы в фазовом пространстве в двух плоскостях x - y и x - z , в – движение системы в фазовом пространстве в объемном представлении)

Для аттрактора Рёсслера характерно наличие граничной точки проявления хаотических или периодических свойств. При определенных параметрах динамической системы колебания перестают быть периодическими, и возникают хаотические колебания. Одно из примечательных свойств аттрактора Рёсслера — фрактальная структура в фазовой плоскости, то есть явление самоподобия [5].

4. ПРИМЕНЕНИЕ ГЕНЕРАТОРОВ ХАОТИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЯ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ПОМЕХ НА КАНАЛЫ УПРАВЛЕНИЯ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИМИ КОМПЛЕКСАМИ

Применение малогабаритных робототехнических комплексов летательного и наземного типов для совершения терактов, провокаций и других противоправных действий делает проблему противодействия таким средствам актуальной в настоящее время. Радиоэлектронное оборудование на летательных средствах состоит из систем связи, радионавигации, радиолокации, индикации, а также вычислительной системы, способной производить вычисления, основанные на цели поставленной задачи.

Беспроводной канал связи, по которому происходит управление робототехническими комплексами, является уязвимым к помехам. Если подавить сигнал управления комплексом, то его работа будет нарушена и он не достигнет своей цели. Генераторы хаотических колебаний могут быть использованы для формирования помех, так как предсказать их поведение довольно проблематично: необходимо знать точную структуру генератора хаотических колебаний.

Для усложнения структуры помехи необходимо комбинировать сигналы от нескольких генераторов хаотических колебаний, например, складывать, перемножать или создавать последовательность сигналов от каждого генератора, которые будут выводиться на определенный промежуток времени. Таким образом, будет получена сложная помеха, которая подавит полезный сигнал. Пример создания сложной помехи представлен на рисунке 5.

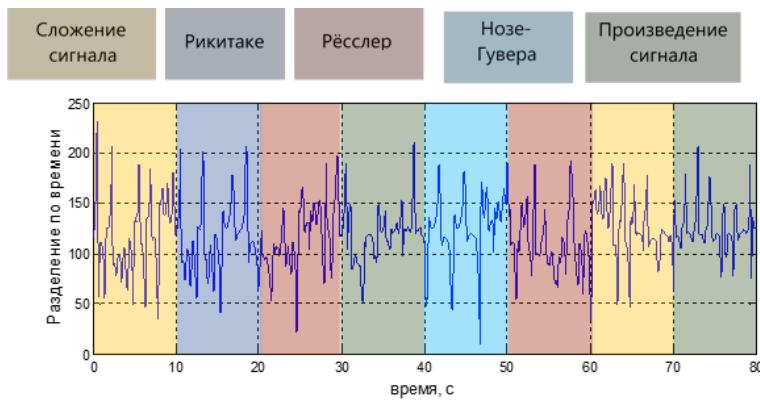


Рис. 5. Пример создания сложной помехи путем комбинации сигналов от нескольких генераторов хаотических колебаний

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Генерируемая таким образом помеха используется для подавления сигналов в каналах управления робототехническими комплексами в заданном диапазоне частот. Её сложная структура затрудняет процесс фильтрации сигнала, позволяя гарантированно нарушить работу целевого устройства, тем самым предотвращая возможность применения малогабаритных робототехнических комплексов летательного и наземного типов для совершения терактов, провокаций и других противоправных действий.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кармалина В.А. Цифровая обработка случайных колебаний. // М.: Машиностроение, 1986. - 80 с.
2. Шахтарин, Б.И. Генераторы хаотических колебаний: Учебное пособие / Б.И. Шахтарин, Ю.А. Сидоркина, А.В. Кондратьев, С.В. Митин. М.: Гелиос АРВ, 2007. – 248 с.
3. Овсянников А.В. Формирование случайных процессов с заданными вероятностными характеристиками // Труды БГТУ. Сер. физ.-мат. Наук и информ. Вып.Х. 2002 – 136 с.
4. Дмитриев А.С., Панас А.И. Динамический хаос: Новые носители информации для систем связи. М.: Физматлит, 2002. - 252 с.
5. Кобылкина П.И., Сидоркина Ю.А., Морозова В.Д. Источники хаотических колебаний с дискретным временем // Научный вестник МГТУ ГА. Сер. Радиофизика и радиотехника, 2003, № 62. - С. 140–147

REFERENCES

1. Karmalina V.A. Digital processing of random oscillations. / Moscow: Mashinostroenie Publ., 1986. - 80 p.
2. Shakhtar, B.I. Generators of chaotic oscillations: A textbook / B.I. Shakhtar, Yu.A. Sidorkina, A.V. Kondratiev, S.V. Mitin. – M.: Helios ARV, 2007. - 248 p.
3. Ovsyannikov A.V. Formation of random processes with specified probabilistic characteristics // Proceedings of BSTU. Ser. phys.-mat. Sciences and inform. Vol.X. 2002 - 136 p.
4. Dmitriev A.S., Panas A.I. Dynamic chaos: New information carriers for communication systems. Moscow: Fizmatlit, 2002. - 252 p.
5. Kobylkina P.I., Sidorkina Yu.A., Morozova V.D. Sources of chaotic oscillations with discrete time // Scientific Bulletin of MGTU GA. Ser. Radiophysics and Radio Engineering, 2003, No. 62. - Pp. 140-147

ВАРИАНТЫ ПОСТРОЕНИЯ КОМПЛЕКСА РАДИОМОНИТОРИНГА НА ОСНОВЕ МНОГОКАНАЛЬНОГО ПРИЕМНИКА С СУБДИСКРЕТИЗАЦИЕЙ

А. С. Подстригаев¹, И. А. Астафьев¹

¹Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»
им. В.И. Ульянова (Ленина) (СПбГЭТУ «ЛЭТИ»), Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. Крупные комплексы радиомониторинга (КРМ) включают в себя две системы: радиотехнического обзора (СРТО) и фазового пеленгования (СФП). Использование различных приемников для каждой системы увеличивает сложность разработки, изготовления и обслуживания комплекса, повышает затраты на его создание и эксплуатацию. Для повышения унификации узлов в составе КРМ предлагается внедрение многоканального приемника с субдискретизацией (МПСД), способного работать в обеих подсистемах благодаря программному конфигурированию параметров. Однако применение МПСД ограничено из-за противоречивых требований к приемникам в СРТО и СФП, что требует поиска компромиссных решений при реализации КРМ. Разработаны два варианта унификации приемников в КРМ на основе МПСД – без поиска по направлению и с поиском. Приведены рекомендации по использованию вариантов КРМ.

Ключевые слова: комплекс радиомониторинга, многоканальный приемник с субдискретизацией, радиотехнический обзор, фазовое пеленгование, унификация.

OPTIONS FOR DESIGNING AN RF SPECTRUM MANAGEMENT SYSTEM BASED ON A MULTI-CHANNEL SUB-NYQUIST RECEIVER

A.S. Podstrigaev¹, I.A. Astafyev¹

¹Saint-Petersburg state electrotechnical university “LETI”, Saint-Petersburg, Russia

Abstract. RF spectrum management system includes two key subsystems for spectrum sensing and phase direction finding. The use of different receivers for each subsystem complicates the system's development, manufacture, and maintenance, increasing the costs of its creation and expenses. To improve the unification of units in the system, we propose to implement a multi-channel sub-Nyquist receiver capable of operating in both subsystems due to software-defined parameters. However, the use of multi-channel sub-Nyquist receiver is limited due to conflicting requirements for receivers in the subsystems, which requires finding compromise solutions when implementing the RF spectrum management system. Two variants of receiver unification in the system based on a multi-channel sub-Nyquist receiver have been developed – without direction search and with search. We give recommendations for using the system's variants.

Keywords: RF spectrum management system, multi-channel sub-Nyquist receiver, spectrum sensing, phase direction finding, unification.

1. ВВЕДЕНИЕ

Комплекс радиомониторинга (КРМ) используется для анализа сигналов, излучаемых радиоэлектронными средствами, и местоопределения источников радиоизлучения (ИРИ) [1 – 4]. Высокий потенциал имеет использование КРМ для анализа в широкой мгновенной полосе частот в системах полуактивной радиолокации и когнитивной радиосвязи [5]. Крупный КРМ включает в себя две системы:

радиотехнического обзора (СРТО) и фазового пеленгования (СФП) [6 – 8]. Рассмотрим обобщенный алгоритм работы такого КРМ.

Первый этап обработки сигналов осуществляется СРТО. В ее задачи входит обнаружение сигналов в широком диапазоне частот (предпочтительно без сканирования по частоте) и предварительный анализ обнаруженных сигналов, включающий в себя оценку «грубого» азимутального пеленга, частоты, времени прихода и других параметров. Завершающим шагом на данном этапе обработки сигналов является сохранение параметров всех обнаруженных сигналов и их передача в СФП [6 – 8].

Второй этап обработки сигналов осуществляется СФП. Ее задачами являются уточнение и дополнение параметров сигналов, обнаруженных на первом этапе. Для этого измерения выполняются в более узкой по сравнению с первым этапом полосе частот. Основными уточняемыми параметрами сигналов являются пеленг и несущая частота [9 – 10]. Дополнительно определяются угломестный пеленг и параметры внутриимпульсной модуляции, в структуре сигнала выявляются паттерны [11, 12]. Также, как правило, на этом этапе повышается доля принятых сигналов, что позволяет разделить импульсные последовательности и повысить качество распознавания [13 – 16].

Использование различных приемников в СРТО и СФП увеличивает сложность разработки, изготовления и обслуживания комплекса, повышает затраты на его создание и эксплуатацию. Целью данной статьи является разработка вариантов построения КРМ, обеспечивающих унификацию приемников в составе комплекса.

2. АНАЛИЗ ТИПОВОЙ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ КОМПЛЕКСА РАДИОМОНИТОРИНГА С СИСТЕМАМИ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО ОБЗОРА И ФАЗОВОГО ПЕЛЕНГОВАНИЯ

Структурная схема типового КРМ с СРТО и СФП представлена на рис. 1 [9], где УК 1...УК $K+2$ – управляемые коммутаторы, приемник 1 – многоканальный детекторный приемник, приемник 2 – одноканальный приемник с широкой мгновенной полосой обнаружения (матричный, многоканальный с субдискретизацией, МИЧ-приемник, однобитный), приемник 3 – многоканальный сканирующий приемник, УУО – устройство управления и обработки, $\{F_{ci}\}$ – массив значений несущих частот, $\{a_{ci}\}$ – массив значений амплитуд ИРИ, $\{\theta_{ti}\}$ – массив значений точных пеленгов ИРИ, M_0 – количество антенн кругового обзора, N_0 – количество антенн в каждом секторе обзора, $A_{i,j}$ – антенный элемент.

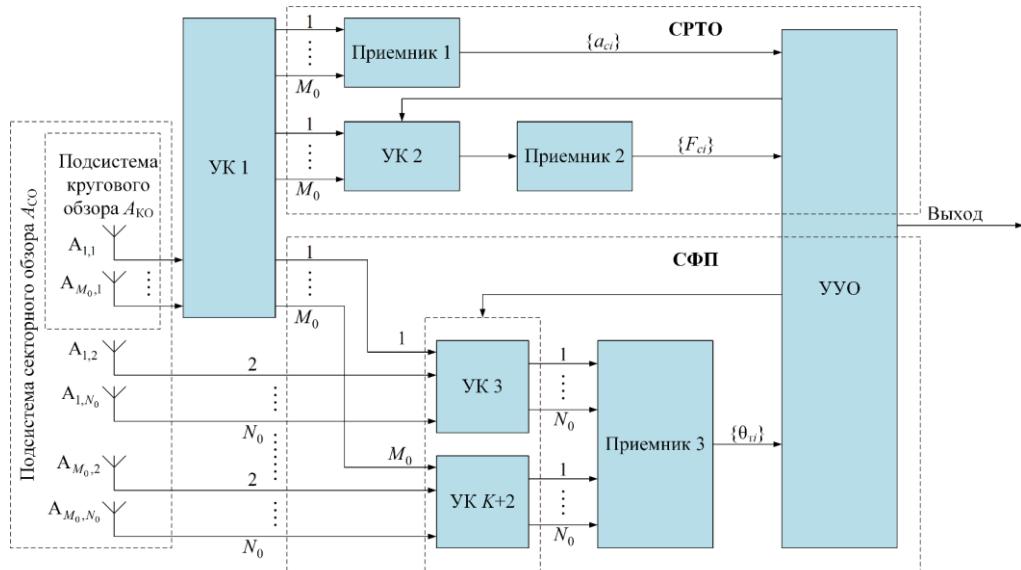


Рис. 1. Структурная схема типового КРМ с СРТО и СФП

Антенная система данного КРМ состоит из M_0 плоских кольцевых антенных решеток, расположенных по кругу (рис. 2). Каждая антенная решетка содержит в себе N_0 антенных элементов. Антенная система включает в себя две подсистемы – кругового $A_{\text{ко}}$ и секторного $A_{\text{со}}$ обзора. Подсистема кругового обзора $A_{\text{ко}}$ используется СРТО и включает в себя все антенные элементы кольцевых антенных решеток под номером 1. Подсистема секторного обзора $A_{\text{со}}$ используется СФП и включает в себя все кольцевые антенные решетки, в том числе их первые антенные элементы. Количество секторов соответствует количеству кольцевых антенных решеток M_0 . Ширина каждого сектора определяется требуемыми точностями пеленгования СРТО и СФП, диапазоном рабочих частот и массогабаритными ограничениями.

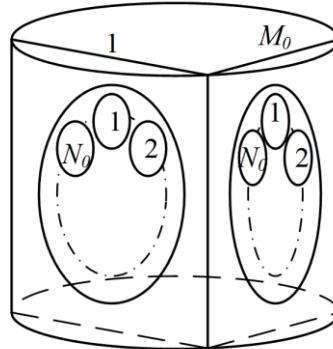


Рис. 2. Внешний вид антенной системы

В КРМ предусмотрено два режима работы: «Радиотехнический обзор» и «Фазовое пеленгование». В режиме работы «Радиотехнический обзор» УК 1 подключает к приемнику 1 все антенны из подсистемы кругового обзора $A_{\text{ко}}$. Приемник 1 формирует массив амплитуд обнаруженных сигналов $\{a_{ci}\}$ (где $i = \overline{1, M_0}$ – номер сектора, в котором был обнаружен сигнал) и передает его на УУО. На основе анализа $\{a_{ci}\}$ УУО выдает управляющий сигнал на УК 2 для коммутации антенн кругового обзора $A_{i,1}$ к приемнику 2 (номер сектора i выбирается по заданному правилу – например, максимальной амплитуде). Приемник 2 формирует массивы обнаруженных в i -м секторе частот $\{F_{ci}\}$ и передает их в УУО для дальнейшей обработки. Затем КРМ переходит в режим работы «Фазовое пеленгование». На основе анализа $\{a_{ci}\}$ УУО выдает управляющий сигнал на УК сектора, в котором был обнаружен сигнал, для коммутации к приемнику 3 антенн соответствующего сектора. Приемник 3 на основании $\{F_{ci}\}$ определяет разности фаз между антенной $A_{i,1}$ и остальными антеннами в пределах скоммутированной антенной решетки, а затем определяет массив $\{\theta_{ti}\}$ с использованием заранее рассчитанной таблицы поиска, в которой пеленг определяется с помощью набора измеренных разностей фаз на определенной частоте сигнала [16], и передает его в УУО.

3. ВARIАНТЫ УНИФИКАЦИИ

Для повышения унификации устройств в составе КРМ предлагается заменить приемники на однотипные. Для этого приемник, на который будет произведена замена, должен измерять и несущую частоту (предпочтительно без сканирования), и разности фаз. В качестве такого приемника предлагается использовать многоканальный приемник с субдискретизацией (МПСД). Подробное описание его принципа действия и основ проектирования представлено в [17, 18].

Предлагается два варианта модернизации КРМ – с поиском по направлению (рис. 3) и без поиска по направлению (рис. 4).

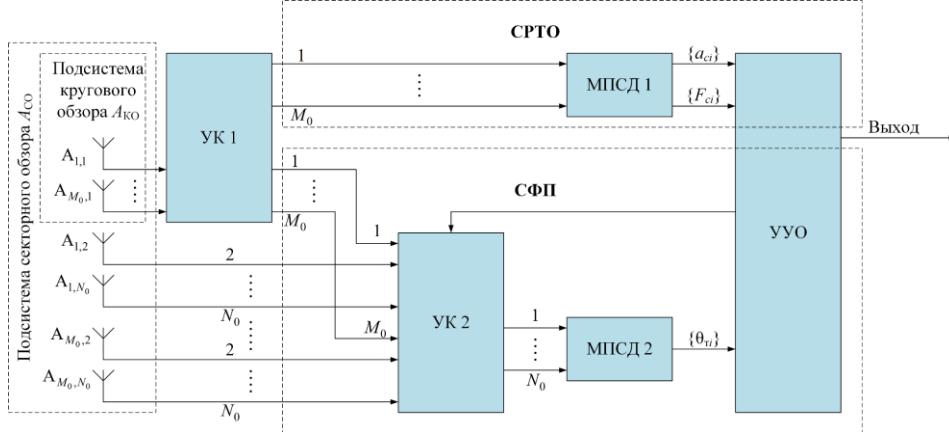


Рис. 3. Вариант реализации КРМ с поиском по направлению

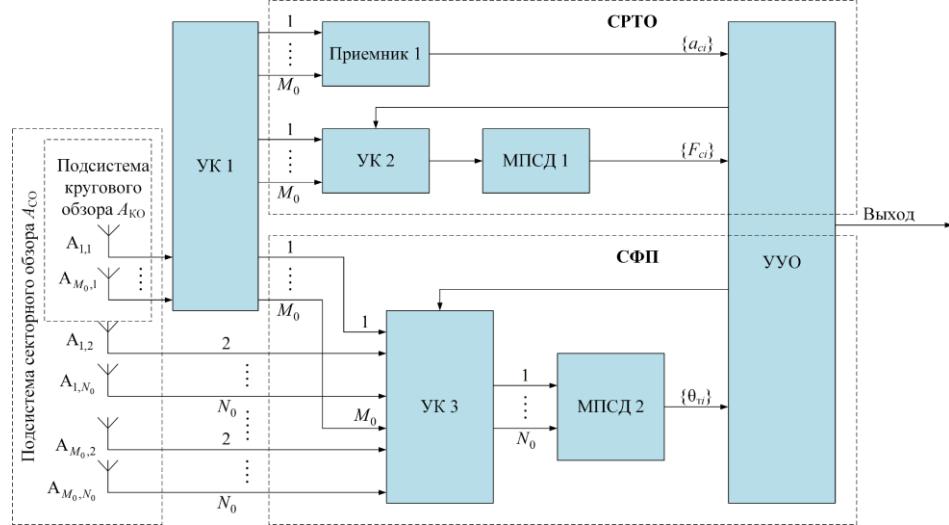


Рис. 4. Вариант реализации КРМ без поиском по направлению

При реализации КРМ по первому варианту вместо трех различных приемников используются два МПСД, а в алгоритм работы КРМ вносятся следующие изменения. УК 1 последовательно подключает к МПСД 1 по одной антенне из подсистемы кругового обзора A_{KO} . МПСД 1 без поиска по частоте обнаруживает сигналы, формирует и передает в УУО массивы $\{F_{ci}\}$ и $\{a_{ci}\}$. На основе анализа массивов $\{F_{ci}\}$ и $\{a_{ci}\}$ УУО формирует управляющий сигнал на УК 2 для подключения МПСД 2 к сектору, в котором был обнаружен сигнал. В остальном алгоритм работы КРМ остается прежним.

При реализации КРМ по второму варианту на МПСД заменяются приемники 2 и 3, а в качестве приемника 1 остается простой детекторный приемник. При этом алгоритм работы КРМ не меняется.

Сравнение двух вариантов КРМ позволяет сделать следующие выводы:

1. Вариант КРМ с поиском по направлению позволяет для решения задач СРТО и СФП использовать всего два МПСД и сократить количество коммутаторов. Определение частоты в МПСД, в отличие от детекторного приемника, позволяет использовать всего один приемник в СРТО. Однако при таком построении в СРТО высока вероятность пропуска сигналов.

2. При реализации КРМ без поиска по направлению вероятность пропуска сигналов снижается (приблизительно в M_0 раз), однако, увеличивается количество коммутаторов. Это приводит к незначительному снижению чувствительности СРТО, имеющей широкую

мгновенную частотную полосу анализа и, соответственно, изначально более низкую чувствительность в сравнении с СФП.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенная унификация приемников в КРМ на основе МПСД может быть реализована в двух вариантах – без поиска по направлению и с поиском. Сравнительный анализ двух вариантов унификации позволяет рекомендовать вариант с поиском по направлению, когда требования к массогабаритным характеристикам и стоимости более жесткие, чем к вероятностям пропуска и правильного распознавания сигналов. Соответственно, вариант без поиска по направлению целесообразно использовать, когда в приоритете требования к качеству анализа сигналов, а массогабаритные и стоимостные ограничения позволяют их удовлетворить. В то же время, беспоисковый вариант имеет несколько худшую чувствительность на этапе получения массива частот $\{F_{ci}\}$ в СРТО.

В дальнейшие планы авторов входят расширение возможных вариантов КРМ на основе МПСД, разработка научно-методического аппарата проектирования и количественной оценки эффективности вариантов реализации комплекса, исследование эффективности различных вариантов в условиях сложной сигнальной обстановки, разработка практических рекомендаций по выбору и реализации вариантов построения КРМ с учетом современных тенденций развития средств радиолокации [19 – 21], связи [22 – 24] и радиоэлектронной борьбы [25 – 27].

Полученные результаты могут быть использованы при обосновании технического облика перспективных КРМ на основе МПСД.

ЛИТЕРАТУРА

1. Еремеев, И. Ю. Этапы структурного анализа радиосигналов при радиомониторинге систем связи со скачкообразным изменением несущей частоты / И. Ю. Еремеев, М. Г. Жиленков, А. И. Замарин, В. Н. Трунов // Вопросы радиоэлектроники. – 2009. – Т. 1, № 2. – С. 71–80.
2. Лихачев, В. П. Обоснование требований к взаимному расположению средств радиотехнического мониторинга и помех / В. П. Лихачев, Н. В. Лихачева // Наукоемкие технологии. – 2010. – Т. 11. № 9. – С. 51–54.
3. Чеботарь, И. В. Определение координат источника импульсных радиосигналов на основе разностно-дальномерных измерений в условиях применения одного воздушного приемного пункта / И. В. Чеботарь, И. В. Лаптев, В. В. Печурин, М. Т. Балдычев, И. Г. Пивкин // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2022. – Т. 27, № 3. – С. 48-51.
4. Верба, В. С. Методы траекторного управления наблюдением в угломерных двухпозиционных системах радиомониторинга воздушного базирования. Часть 2. Градиентные методы / В. С. Верба, В. И. Меркулов, В. С. Чернов // Успехи современной радиоэлектроники. – 2021. – Т. 75, № 9. – С. 5-26. – DOI 10.18127/j20700784-202109-01.
5. Фокин, Г. А. Разработка и оценка методов позиционирования приемопередатчиков в системах когнитивного радио 6G / Г. А. Фокин // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2024. – Т. 18, № 6. – С. 4-20. – DOI 10.36724/2072-8735-2024-18-6-4-20.
6. Дятлов, А. П. Корреляционная обработка широкополосных сигналов в автоматизированных комплексах радиомониторинга / А. П. Дятлов, Б. Х. Кульбикаян // М.: Горячая линия – Телеком. – 2017. – 332 с.
7. Дятлов, П. А. Разработка и исследование комбинированного пеленгатора на основе линейной фазированной антенной решетки: специальность 05.12.07 "Антенны, СВЧ-

- устройства и их технологии": диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / П. А. Дятлов. // – Таганрог. – 1999. – 134 с.
8. Перунов Ю.М., Куприянов А. И., Радиоэлектронная борьба: радиоэлектронная разведка – М.: Вузовская книга, 2016. – 190 с.
 9. Лукиянов, А. С. Оценка повышения доли импульсов, принимаемых комплексом радиомониторинга в условиях сложной сигнальной обстановки, при использовании устройств задержки / А. С. Лукиянов, А. С. Подстригаев // Успехи современной радиоэлектроники. – 2024. – Т. 78. № 3. С. 13–21.
 10. Лукиянов, А. С. Обеспечение эффективной работы корабельного комплекса радиомониторинга в сложной сигнальной обстановке на основе внедрения в него устройств задержки / А. С. Лукиянов, А. В. Красуляк, В. С. Анкудинова // Морская радиоэлектроника. – 2024. – № 4(90). – С. 22-27.
 11. Pace P. E. Detecting and classifying low probability of intercept radar. – Artech house, 2009.
 12. Дворников, С. В. Аппарат анализа частотного ресурса для режима псевдослучайной перестройки рабочей частоты / С. В. Дворников, С. С. Дворников, А. В. Пшеничников // Информационно-управляющие системы. – 2019. – № 4. – С. 62–68.
 13. Студеникин, А. Г. Повышение парциальной доли времени сбора данных при панорамном радиоконтроле / А. Г. Студеникин, А. Б. Токарев // Радиотехника. – 2023. – Т. 87, № 8. – С. 36-41. – DOI 10.18127/j00338486-202308-06.
 14. Дворников, С. В. Метод разделения радиоизлучений в многосигнальной обстановке / С. В. Дворников, В. С. Конюховский, А. Н. Симонов, Е. А. Попов // Радиотехника. – 2019. – Т. 83, № 12(20). – С. 10–16.
 15. Коротков, В. Ф. Разделение импульсных последовательностей в смешанном потоке сигналов / В. Ф. Коротков, Р. С. Зырянов // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2017. – №. 3. – С. 5-10.
 16. Устранение неоднозначности оценок направлений прихода широкополосных сигналов в многосигнальном режиме пеленгования / М. Е. Шевченко, В. Н. Малышев, С. С. Соколов [и др.] // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. – 2024. – № 4(65). – С. 64-73. – DOI 10.17212/1727-2769-2024-4-64-73.
 17. 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.
 18. Подстригаев А.С. Методика проектирования сверхширокополосного цифрового приемника с субдискретизацией // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Том 15. №10. С. 11–17.
 19. Радиолокация для всех / В. С. Верба, К. Ю. Гаврилов, А. Р. Ильчук [и др.] Москва: РИЦ "Техносфера", 2024. 561 с.
 20. Слатин, В. В. Тенденции развития современных технологий радиолокации / В. В. Слатин, В. А. Чабанов, Н. К. Яковleva // Авиационные системы. – 2020. – № 5. – С. 38-46.
 21. Голов, Н. А. Радиофотоника в перспективных радиолокационных системах / Н. А. Голов, В. П. Савченко, В. А. Усачев // Успехи современной радиоэлектроники. – 2020. – Т. 74. № 12. – С. 17-31. – DOI 10.18127/j20700784-202012-02.
 22. Козлов, В. Н. Тенденции развития наземных тактических систем подвижной связи / В. Н. Козлов, В. А. Курикша // Радиолокация и связь - перспективные технологии : Сборник трудов XXI Всероссийской молодежной научно-технической конференции, Москва, 07 декабря 2023 года. – Москва: ООО "Издательство "Мир науки", 2024. – С. 6-14.

23. Макаренко, С. И. Описательная модель системы спутниковой связи WGS / С. И. Макаренко, Р. Л. Михайлов // Системы управления, связи и безопасности. – 2024. – № 1. – С. 59-94. – DOI 10.24412/2410-9916-2024-1-059-094.
24. Михайлов, Р. Л. Описательная модель системы спутниковой связи АЕНФ / Р. Л. Михайлов, С. И. Макаренко // Системы управления, связи и безопасности. – 2024. – № 3. – С. 157-181. – DOI 10.24412/2410-9916-2024-3-157-181.
25. Куприянов, А. И. Радиоэлектронная борьба в информационных каналах / А. И. Куприянов, Ю. М. Перунов. – Вологда : Общество с ограниченной ответственностью "Издательство "Инфра-Инженерия", 2021. – 452 с.
26. Перунов, Ю. М. Радиоэлектронная борьба в Космосе / Ю. М. Перунов, А. И. Куприянов. – Москва; Вологда : Инфра-Инженерия, 2023. – 348 с.
27. Особенности развития радиотехнических систем радиоэлектронной борьбы / Г. И. Андреев, М. Е. Замарин, П. А. Созинов, В. П. Солдатов // Радиотехника. – 2021. – Т. 85, № 12. – С. 5-30. – DOI 10.18127/j00338486-202112-01.

REFERENCES

1. Eremeev, I. Yu. Stages of structural analysis of radio signals during radio monitoring of communication systems with frequency hopping / I. Yu. Eremeev, M. G. Zhilenkov, A. I. Zamarin, V. N. Trunov // Issues of Radio Electronics. – 2009. – Vol. 1, No. 2. – Pp. 71–80.
2. Likhachev, V. P. Justification of requirements for the mutual arrangement of radio monitoring and jamming equipment / V. P. Likhachev, N. V. Likhacheva // High Technologies. – 2010. – Vol. 11, No. 9. – Pp. 51–54.
3. Chebotar, I. V. Determination of the coordinates of pulsed radio signal sources based on differential-range measurements using a single airborne receiving station / I. V. Chebotar, I. V. Laptev, V. V. Pechurin, M. T. Baldychev, I. G. Pivkin // Electromagnetic Waves and Electronic Systems. – 2022. – Vol. 27, No. 3. – Pp. 48–51.
4. Verba, V. S. Methods of trajectory control in angle-measuring two-position airborne radio monitoring systems. Part 2. Gradient methods / V. S. Verba, V. I. Merkulov, V. S. Chernov // Advances in Modern Radioelectronics. – 2021. – Vol. 75, No. 9. – Pp. 5–26. – DOI: 10.18127/j20700784-202109-01.
5. Fokin, G. A. Development and evaluation of positioning methods for transceivers in 6G cognitive radio systems / G. A. Fokin // T-Comm: Telecommunications and Transport. – 2024. – Vol. 18, No. 6. – Pp. 4–20. – DOI: 10.36724/2072-8735-2024-18-6-4-20.
6. Dyatlov, A. P. Correlation processing of wideband signals in automated radio monitoring systems / A. P. Dyatlov, B. Kh. Kulbikayan // Moscow: Hotline – Telecom. – 2017. – 332 p.
7. Dyatlov, P. A. Development and research of a combined direction finder based on a linear phased antenna array: Specialty 05.12.07 "Antennas, Microwave Devices, and Their Technologies": Dissertation for the degree of Candidate of Technical Sciences / P. A. Dyatlov. – Taganrog. – 1999. – 134 p.
8. Perunov, Yu. M., Kupriyanov, A. I. Electronic Warfare: Electronic Intelligence / Yu. M. Perunov, A. I. Kupriyanov. – Moscow: Vuzovskaya Kniga. – 2016. – 190 p.
9. Lukyanov, A. S. Estimation of the increase in the proportion of pulses received by a radio monitoring system in a complex signal environment when using delay devices / A. S. Lukyanov, A. S. Podstrigayev // Advances in Modern Radioelectronics. – 2024. – Vol. 78, No. 3. – Pp. 13–21.
10. Lukyanov, A. S. Ensuring the effective operation of a shipborne radio monitoring system in a complex signal environment through the implementation of delay devices / A. S. Lukyanov, A. V. Krasulyak, V. S. Ankudinova // Marine Radioelectronics. – 2024. – No. 4(90). – Pp. 22–27.

11. Pace, P. E. Detecting and Classifying Low Probability of Intercept Radar. – Artech House, 2009.
12. Dvornikov, S. V. Frequency resource analysis apparatus for pseudorandom frequency hopping mode / S. V. Dvornikov, S. S. Dvornikov, A. V. Pshenichnikov // Information and Control Systems. – 2019. – No. 4. – Pp. 62–68.
13. Studenikin, A. G. Increasing the partial data collection time in panoramic radio monitoring / A. G. Studenikin, A. B. Tokarev // Radio Engineering. – 2023. – Vol. 87, No. 8. – Pp. 36–41. – DOI: 10.18127/j00338486-202308-06.
14. Dvornikov, S. V. Method for separating radio emissions in a multi-signal environment / S. V. Dvornikov, V. S. Konyukhovskiy, A. N. Simonov, E. A. Popov // Radio Engineering. – 2019. – Vol. 83, No. 12(20). – Pp. 10–16.
15. Korotkov, V. F. Separation of pulse sequences in a mixed signal flow / V. F. Korotkov, R. S. Zyryanov // Proceedings of Russian Universities. Radioelectronics. – 2017. – No. 3. – Pp. 5–10.
16. Shevchenko, M. E. Resolving ambiguity in direction-of-arrival estimates of wideband signals in multi-signal direction-finding mode / M. E. Shevchenko, V. N. Malyshev, S. S. Sokolov [et al.] // Reports of the Academy of Sciences of Higher Education of the Russian Federation. – 2024. – No. 4(65). – Pp. 64–73. – DOI: 10.17212/1727-2769-2024-4-64-73.
17. Podstrigaev, A. S., Smolyakov, A. V., Likhachev, V. P. Software-Defined Wideband Signal Analysis Tools Based on Subsampling Technology. – St. Petersburg: SPbGETU "LETI" Publishing House, 2021. – 184 p.
18. Podstrigaev, A. S. Methodology for designing an ultra-wideband digital receiver with subsampling // T-Comm: Telecommunications and Transport. – 2021. – Vol. 15, No. 10. – Pp. 11–17.
19. Verba, V. S. Radar for Everyone / V. S. Verba, K. Yu. Gavrilov, A. R. Ilchuk [et al.]. – Moscow: Technosphere Publishing Center, 2024. – 561 p.
20. Slatin, V. V. Trends in the development of modern radar technologies / V. V. Slatin, V. A. Chabanov, N. K. Yakovleva // Aviation Systems. – 2020. – No. 5. – Pp. 38–46.
21. Golov, N. A. Radio photonics in advanced radar systems / N. A. Golov, V. P. Savchenko, V. A. Usachev // Advances in Modern Radioelectronics. – 2020. – Vol. 74, No. 12. – Pp. 17–31. – DOI: 10.18127/j20700784-202012-02.
22. Kozlov, V. N. Trends in the development of ground tactical mobile communication systems / V. N. Kozlov, V. A. Kuriksha // Radar and Communications – Promising Technologies: Proceedings of the XXI All-Russian Youth Scientific and Technical Conference, Moscow, December 7, 2023. – Moscow: Mir Nauki Publishing House, 2024. – Pp. 6–14.
23. Makarenko, S. I. Descriptive model of the WGS satellite communication system / S. I. Makarenko, R. L. Mikhailov // Control, Communication, and Security Systems. – 2024. – No. 1. – Pp. 59–94. – DOI: 10.24412/2410-9916-2024-1-059-094.
24. Mikhailov, R. L. Descriptive model of the AEHF satellite communication system / R. L. Mikhailov, S. I. Makarenko // Control, Communication, and Security Systems. – 2024. – No. 3. – Pp. 157–181. – DOI: 10.24412/2410-9916-2024-3-157-181.
25. Kupriyanov, A. I. Electronic Warfare in Information Channels / A. I. Kupriyanov, Yu. M. Perunov. – Vologda: Infra-Engineering Publishing House, 2021. – 452 p.
26. Perunov, Yu. M. Electronic Warfare in Space / Yu. M. Perunov, A. I. Kupriyanov. – Moscow; Vologda: Infra-Engineering, 2023. – 348 p.
27. Andreev, G. I. Features of the development of radio-electronic warfare systems / G. I. Andreev, M. E. Zamarin, P. A. Sozinov, V. P. Soldatov // Radio Engineering. – 2021. – Vol. 85, No. 12. – Pp. 5–30. – DOI: 10.18127/j00338486-202112-01.

МЕТОДИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ К ОПРЕДЕЛЕНИЮ ОПТИМАЛЬНОЙ ТОЧКИ ПОСТАНОВКИ ПОМЕХ ОПТИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА

А. Ю. Козирацкий, О. В. Смынтына, А. И. Гречев, А. В. Чёнгин

Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил "Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина, Воронеж, Россия

Аннотация. Проведенные исследования описывают методический подход к определению оптимальной точки постановки подсвечиваемого аэрозольного облака перед оптико-электронным средством разведки с учетом его движения. Получены аналитические выражения для расчета доли засвеченной части фотодетектора при различных дальностях нахождения аэрозольного облака. Представлены зависимости засвеченной области фотодетектора от времени наблюдения и дальности расположения помехового аэрозольного облака.

Ключевые слова: оптико-электронное средство, разведка, беспилотный летательный аппарат, аэрозольное облако, фотодетектор.

METHODOLOGICAL RECOMMENDATIONS FOR DETERMINING THE OPTIMAL INTERFERENCE POINT OF OPTICAL RANGE

A. Y. Koziratsky, O. V. Smyntyna, A. I. Grevtsev, A. V. Chengin

Military Training and Research Center of the Air Force "Air Force Academy named after Professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin, Voronezh, Russia

Abstract. The conducted studies describe a methodological approach to determining the optimal point of placement of an illuminated aerosol cloud in front of an optoelectronic reconnaissance device, taking into account its movement. Analytical expressions have been obtained for calculating the proportion of the illuminated part of the photodetector at different ranges of the aerosol cloud. The dependences of the illuminated area of the photodetector on the observation time and the range of the interference aerosol cloud are presented.

Keywords: optoelectronic means, reconnaissance, unmanned aerial vehicle, aerosol cloud, photodetector.

1. ВВЕДЕНИЕ

В современных вооруженных конфликтах все большее распространение получают оптико-электронные средства (ОЭС) разведки, размещаемые на беспилотных летательных аппаратах (БПЛА) [1, 2]. Для противодействия им чаще всего используют дымогенераторы, но для прикрытия площадных объектов их требуется большое количество и они малоэффективны в случае изменения направления или силы ветра. Рассмотрим типовую ситуацию, представленную на рисунке 1.

БПЛА (1) с помощью ОЭС, имеющего поле зрения $\alpha_{\text{пп}}$, ведет разведку площадного объекта (4) площадью $S_{\text{об}}$. Противодействие ему осуществляется с использованием устройства постановки аэрозольного облака (2) и лазерного постановщика помехи (3), подсвечивающего данное облако (5). В этом случае возникает необходимость определения оптимальной дальности постановки облака, обеспечивающей засвечивание как можно большей площади фотодетектора (ФД) ОЭС

при одновременном увеличении продолжительности его воздействия из-за движения средства разведки.

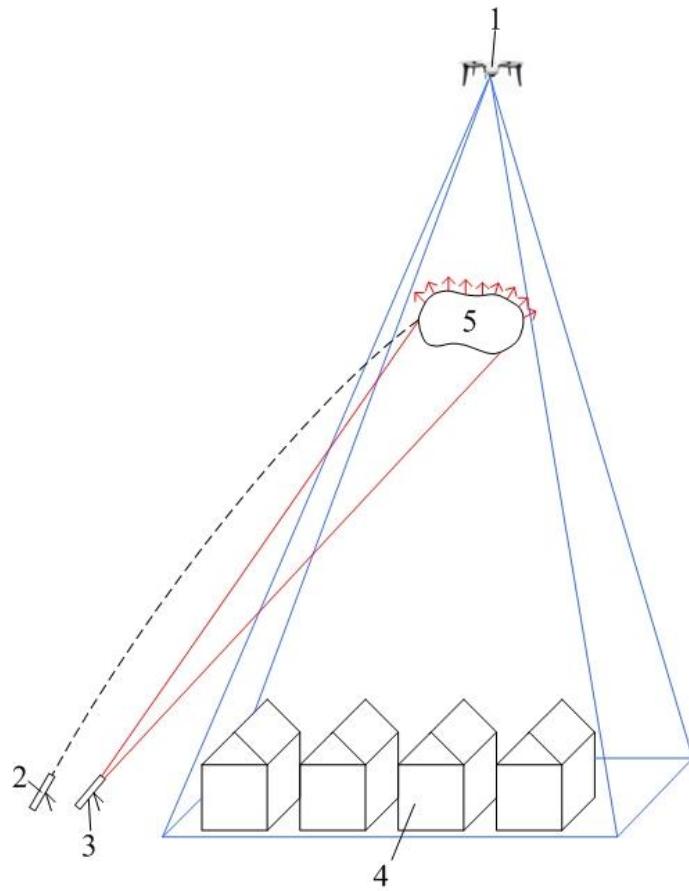


Рис. 1. Постановка задачи

Поэтому целью статьи является получение аналитических выражений для расчета оптимального расстояния размещения аэрозольного облака перед ОЭС разведки с учетом его движения.

При решении данной задачи приняты следующие допущения: оптическую систему представим в виде собирающей тонкой линзы.

2. ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПОСТАНОВКИ ПОМЕХ

Рассмотрим процесс формирования изображения в ОЭС БпЛА, представленный на рисунке 2, где АВ – объект разведки, А'В' – его изображение, СD – помеха, С'D' – ее изображение.

При настройке ОЭС БпЛА на объект разведки ФД будет находиться на расстоянии h_m , определяемом из уравнения тонкой линзы [3]

$$h_m = \frac{f \cdot h_o}{h_o - f}, \quad (1)$$

где f - фокусное расстояние объектива, h_o - расстояние до объекта разведки.

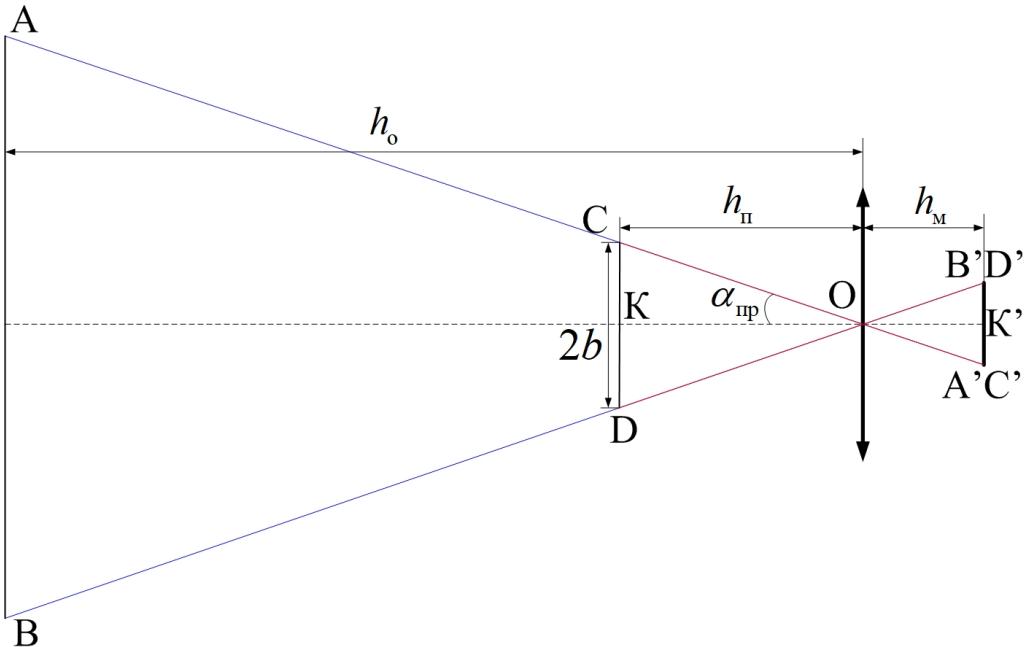


Рис. 2. Определение оптимальной дальности постановки помехи

Тогда угол обзора приемной системы ОЭС БпЛА определяется углом зрения АОВ, который из $\Delta A'OB'$ равен

$$2\alpha_{np} = 2\arctg \left(\frac{a_{\phi d}}{2h_m} \right), \quad (2)$$

где $a_{\phi d}$ - линейный размер ФД.

Зная средние размеры аэрозольного облака, можно найти оптимальную дальность постановки помехи, обеспечивающую засвечивание всей поверхности ФД, из ΔKCO

$$h_n = \frac{b}{\tg \alpha_{np}} = \frac{2 \cdot f \cdot b \cdot h_o}{a_{\phi d} (h_o - f)}, \quad (3)$$

где b - половина линейного размера аэрозольного облака.

Следовательно, для засвечивания всей поверхности ФД ОЭС БпЛА необходимо облако размещать на расстоянии, равном или меньшем, чем рассчитанное с помощью выражения (3).

Учитывая, что БпЛА может передвигаться в процессе разведки, необходимо рассчитать, как будет изменяться площадь засветки ФД ОЭС при движении носителя относительно облака. Для этого рассмотрим рисунок 3. Пусть БпЛА движется относительно рисунка сверху вниз.

Из ΔKDO и $\Delta K'D'O$, так как они подобны (угол $KOD =$ углу $K'D'O$ – вертикальные углы, угол $KDO =$ углу $K'D'O$ – накрест лежащие углы), получим

$$\frac{KO}{K'O} = \frac{DO}{D'O} = \frac{h_n}{h_m}. \quad (4)$$

Рассмотрим ΔNDO и $\Delta B'D'O$, так как они подобны (угол $DON =$ углу $B'D'O$ – вертикальные углы, угол $DNO =$ углу $B'D'O$ – накрест лежащие углы), получим

$$\frac{ND}{B'D'} = \frac{DO}{D'O}. \quad (5)$$

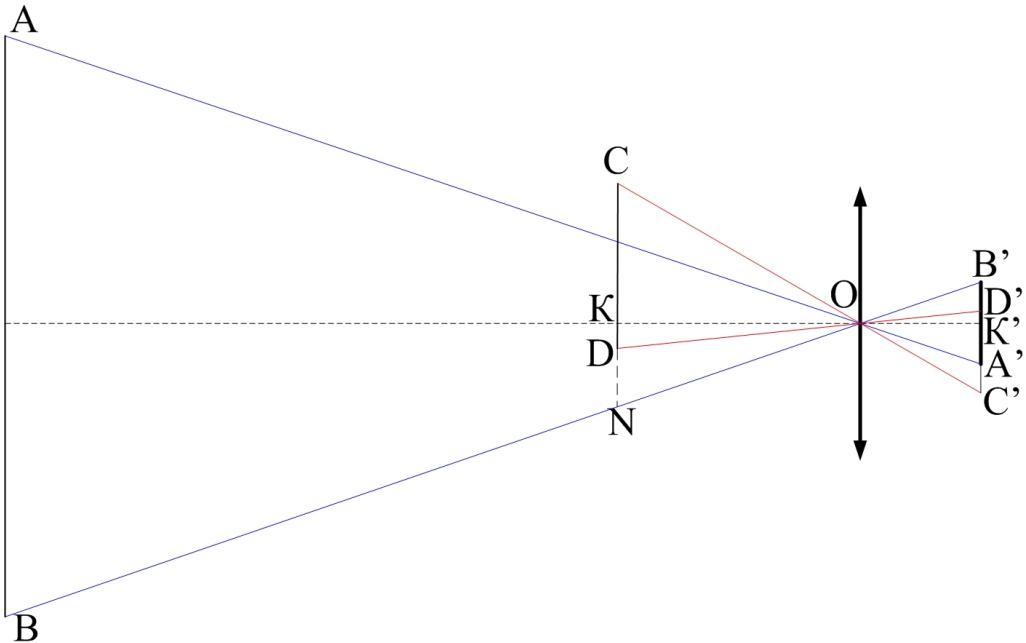


Рис. 3. Геометрия задачи

Подставляя (4) в (5), найдем

$$B'D' = \frac{ND \cdot h_m}{h_n}. \quad (6)$$

Отрезок ND рассчитывается исходя из скорости БПЛА и времени наблюдения. Засвеченную часть ФД $l_{\text{зас}}$ можно рассчитать согласно выражения

$$l_{\text{зас}} = B'A' - B'D'. \quad (7)$$

Подставляя выражения (6), (3) и (1) в (7) и нормируя засвеченную часть относительно всей поверхности ФД, получим

$$l_{\text{зас}} = \frac{\frac{a_{\Phi D} (2b - vt)}{2b}}{a_{\Phi D}} = 1 - \frac{vt}{2b}, \quad (8)$$

где v - скорость БПЛА, t - время наблюдения.

Также необходимо рассмотреть случаи ошибок постановки помехи по высоте. Тогда могут возникнуть две ситуации, когда облако будет находиться ближе к ОЭС относительно оптимальной точки размещения (рисунок 4 Рис. 4) или дальше (рисунок 5).

Рассмотрим первый случай (рисунок 4). В данных обстоятельствах угол обзора ОЭС меньше, чем угол наблюдения облака и, соответственно, изображение данного облака имеет линейные размеры больше, чем размеры ФД.

Отрезок NK можно найти из выражения

$$NK = h_n \operatorname{tg} \alpha_{np} = \frac{a_{\Phi D} h_n}{2h_m}. \quad (9)$$

Отрезок CN равен

$$CN = CK - NK = b - \frac{a_{\Phi D} h_n}{2h_m}. \quad (10)$$

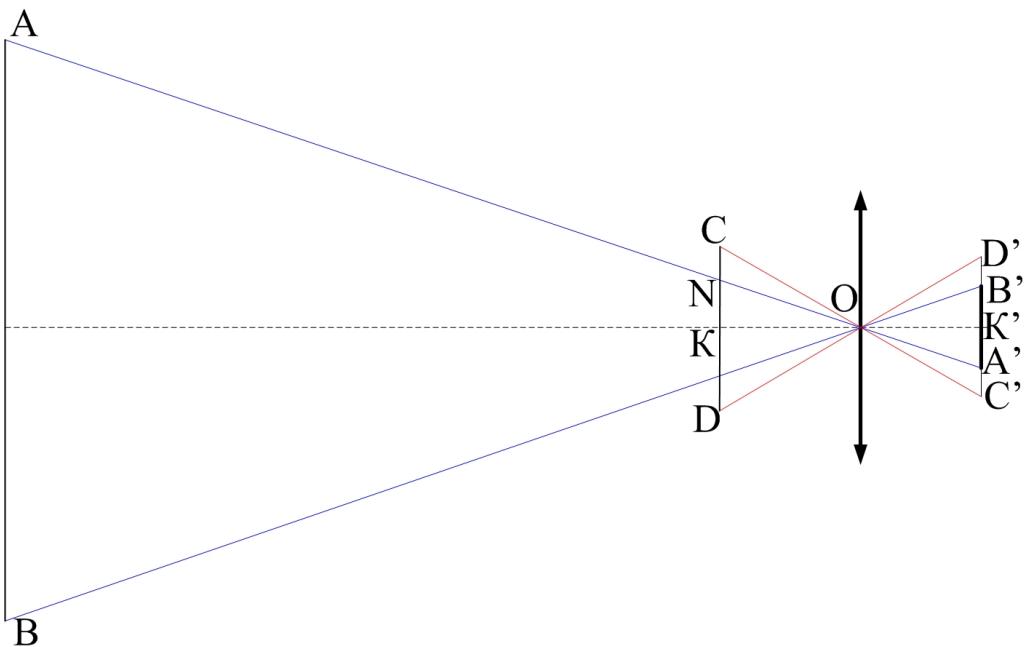


Рис. 4. Помеховое облако располагается ближе к ОЭС

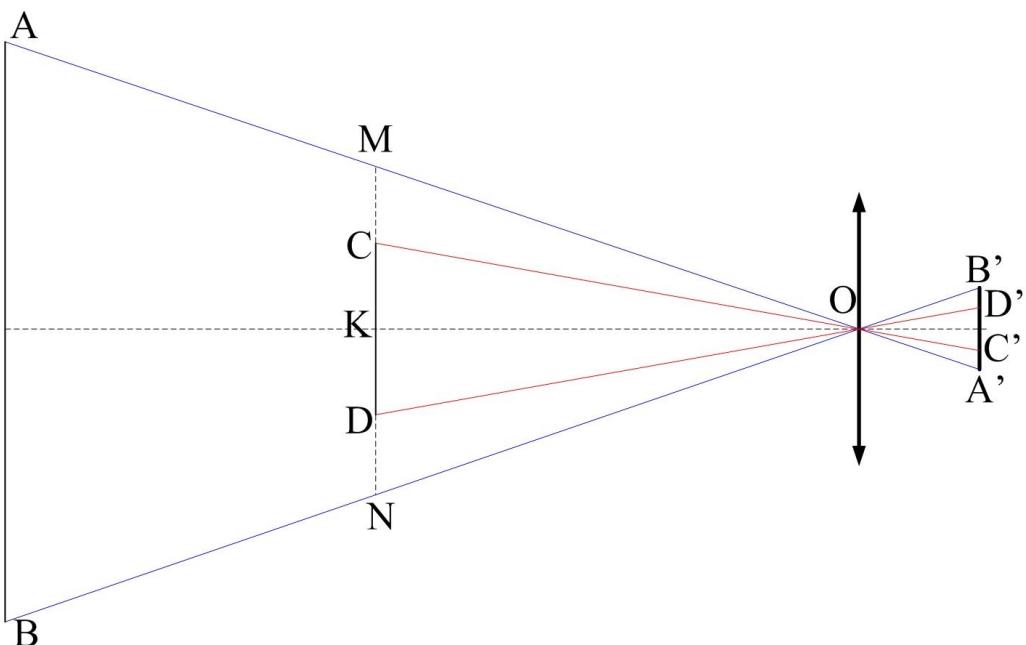


Рис. 5. Помеховое облако располагается дальше от ОЭС

Соответственно, зная скорость БПЛА, можно рассчитать, сколько по времени будет засвечен ФД ОЭС полностью, и как только СН будет пройден, то расчет засвеченной части необходимо производить согласно выражения

$$l_{\text{зас}} = \frac{\nu t f h_o}{a_{\Phi D} h_n (f - h_o)} + 1. \quad (11)$$

На рисунке 6 приведена зависимость площади засветки ФД от времени наблюдения для $h_n = 3$ м, $h_n = 5$ м и $h_n = 6.667$ м для следующих исходных данных: $a_{\Phi D} = 3 \cdot 10^{-2}$ м, $f = 10^{-2}$ м, $b = 10$ м, $\nu = 0.7$ м/с, $h_o = 10^3$ м.

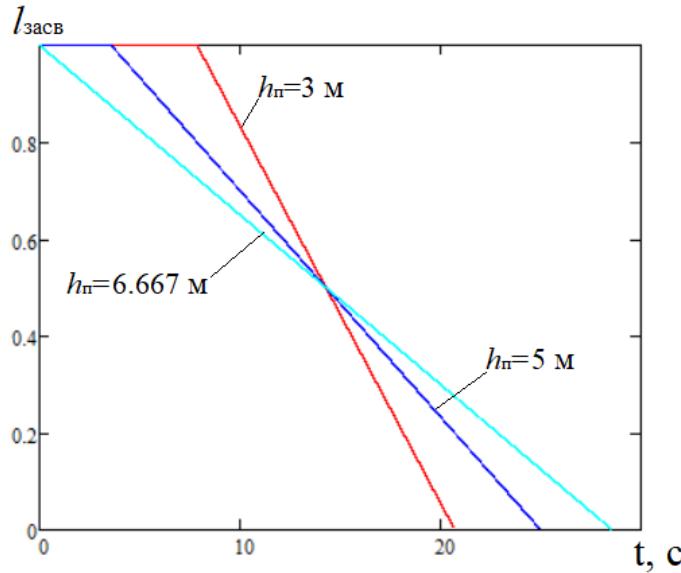


Рис. 6. Зависимость $l_{\text{засв}}$ от t для первого случая 20,6 24,9

Во втором случае (рисунок 5) угол обзора ОЭС больше, чем угол наблюдения облака и, соответственно, изображение данного облака имеет линейные размеры меньше, чем размеры ФД.

Из ДМКО и тангенса угла МОК найдем

$$\text{МК} = \frac{a_{\Phi\Delta} h_{\text{n}}}{2h_{\text{M}}}. \quad (12)$$

Соответственно, отрезок МС будет равен

$$\text{MC} = \text{МК} - \text{СК} = \frac{a_{\Phi\Delta} h_{\text{n}}}{2h_{\text{M}}} - b. \quad (13)$$

Так как $\Delta\text{МСО}$ подобен $\Delta\text{С'А'О}$ по двум углам, то не засвеченная часть ФД будет рассчитываться

$$\text{С'А'} = \frac{\text{MC} \cdot h_{\text{M}}}{h_{\text{n}}} = \frac{a_{\Phi\Delta}}{2} - \frac{bh_{\text{M}}}{h_{\text{n}}}. \quad (14)$$

Тогда, пока БПЛА будет пролетать отрезок МС, размер засвеченной области будет рассчитываться согласно

$$l_{\text{засв}} = \frac{2bfh_{\text{o}}}{a_{\Phi\Delta} h_{\text{n}} (h_{\text{o}} - f)}. \quad (15)$$

Как только МС будет пройден, то расчет засвеченной части необходимо производить согласно выражения

$$l_{\text{засв}} = \frac{fh_{\text{o}} (vt - 2b)}{a_{\Phi\Delta} h_{\text{n}} (f - h_{\text{o}})}. \quad (16)$$

На рисунке 7 приведена зависимость площади засветки ФД от времени наблюдения для $h_{\text{n}} = 85 \text{ м}$, $h_{\text{n}} = 300 \text{ м}$ и $h_{\text{n}} = 500 \text{ м}$ при неизменных исходных данных для второго случая.

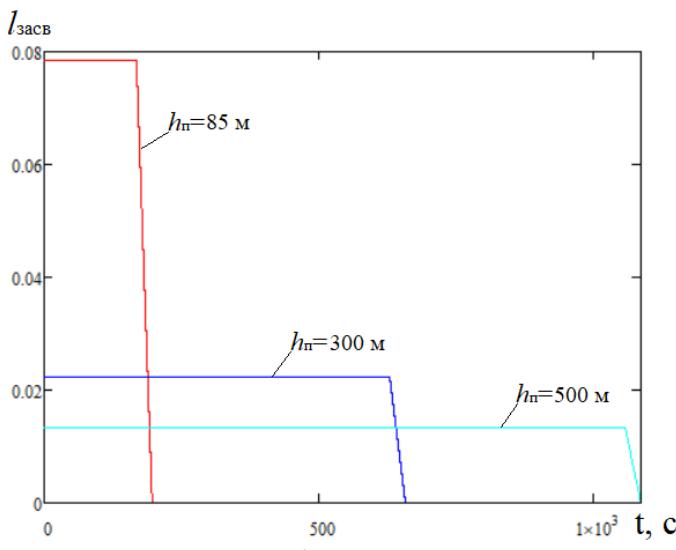


Рис. 7. Зависимость $l_{\text{засв}}$ от t для второго случая

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, получены аналитические выражения, связывающие основные характеристики ОЭС, его носителя и аэрозольного облака для решения достаточно противоречивой задачи, а именно нахождения оптимальной дальности постановки помехи, представляющей собой искусственное аэрозольное образование.

ЛИТЕРАТУРА

1. Буренок В.М. Формирование новых взглядов на применение беспилотных летательных аппаратов на основе анализа опыта специальной военной операции // Вооружение и экономика. 2024. №1 (67). С. 5-8.
2. Павлов Р.А., Савельев К.П. Применение беспилотных летательных аппаратов в современных военных конфликтах // «Молодой ученый». 2022. №51 (446). С. 48-50.
3. Борн М., Вольф Э. Основы оптики, изд. 2-е. Перевод с английского. Главная редакция физико-математической литературы изд-ва «Наука», 1973.

REFERENCES

1. Burenok v.m. formation of new views on the use of unmanned aerial vehicles based on the analysis of the experience of a special military operation // armament and economics. 2024. No. 1 (67). Pp. 5-8.
2. Pavlov r.a., savelyev k.p. the use of unmanned aerial vehicles in modern military conflicts // "young scientist". 2022. No.51 (446). Pp. 48-50.
3. Born m., wolf e. Fundamentals of optics, 2nd ed. Translated from english. The main editorial board of the physics and mathematics literature of the nauka publishing house, 1973.

ТРЕХМЕРНЫЕ МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

В.В. Глотов, Н.Д. Майков

ВГТУ, Воронеж, Россия

Аннотация. Для обеспечения высокой производительности современных радиоэлектронных систем, необходимо учитывать требования электромагнитной совместимости. Это необходимо делать на ранних этапах проектирования радиоэлектронных средств. Одним из методов анализа электромагнитной совместимости является аналитический. В данной работе представлен обзор трехмерных математических методов, используемых для моделирования электромагнитных полей в радиоэлектронных средствах. В статье также представлены сравнения методов по точности, вычислительной сложности и эффективности, а также области применения.

Ключевые слова: радиоэлектронные средства; электромагнитная совместимость; электрическое поле; магнитное поле; математическое моделирование.

THREE-DIMENSIONAL MATHEMATICAL METHODS FOR MODELING ELECTROMAGNETIC WAVES OF RADIO-ELECTRONIC DEVICES

V.V. Glotov, N.D. Maikov

VSTU, Voronezh, Russia

Abstract. To ensure high performance of modern electronic systems, it is necessary to take into account the requirements of electromagnetic compatibility. This should be done at the early stages of designing electronic devices. One of the methods of electromagnetic compatibility analysis is analytical. This paper provides an overview of three-dimensional mathematical methods used to model electromagnetic fields in electronic devices. The article also presents comparisons of methods in terms of accuracy, computational complexity and efficiency, as well as the scope of application.

Keywords: radio-electronic devices; electromagnetic compatibility; electric field; magnetic field; mathematical modeling.

1. ВВЕДЕНИЕ

В современном мире при разработке радиоэлектронных средств возникают проблемы, связанные с электромагнитной совместимостью, которые приводят к отказу и нарушению работы устройств. Проектирование радиоэлектронных средств невозможно представить без использования мощных математических методов моделирования электромагнитных полей. Двумерные методы моделирования переходят на второй план и становятся неактуальными, по сравнению с трехмерным анализом. Причиной этому, является то, что новейшие устройства имеют трёхмерные геометрические структуры, и их анализ двумерными методами становится невозможным. Трёхмерные методы являются более точными и позволяют эффективно проектировать сложные радиоэлектронные средства. В данной работе представлены трёхмерные математические методы моделирования электромагнитных волн радиоэлектронных средств.

2. ТРЕХМЕРНЫЕ МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ

Метод конечных элементов – это мощный и универсальный численный метод для решения задач, связанных со сложной геометрией и неоднородными средами. Систематическая общность метода позволяет создавать компьютерные программы общего назначения для решения широкого круга задач. Конечно-элементный анализ любой задачи включает в себя, в основном, четыре этапа: дискретизация области решения на конечное число подобластей или элементов; вывод управляющих уравнений для типичного элемента; объединение всех элементов в области решения и решение полученной системы уравнений. Метод используется в различных областях, таких как проблемы с волновой средой, полупроводниковые приборы, моделирование антенн и поглощение электромагнитного излучения.

Метод конечных разностей - это метод решения зависящих от времени дифференциальных уравнений для стационарных решений, а так же решение уравнений Максвелла в трехмерном пространстве. Он преобразует уравнения Максвелла в частотной области в численно разрешимые формы, используя метод прямой зависимости. По сравнению с другими численными методами решения уравнений частотной области, такими как метод конечных элементов и метод моментов, метод имеет преимущество в своей концептуальной простоте, поскольку метод конечных разностей просто аппроксимирует производные (в виде dy/dx) соотношениями между двумя конечными разностями (в виде $\Delta y/\Delta x$). Концептуальная простота в конечном итоге приводит к эффективности параллельной вычислительной среды для больших трехмерных вычислений.

Метод моментов – это численный метод решения интегральных уравнений, используемый для анализа электромагнитных полей. В отличие от методов, основанных на дифференциальном уравнении Максвелла работает непосредственно с интегральными уравнениями, что часто бывает более эффективным для задач с открытыми границами или сложными граничными условиями. Метод моментов успешно используется для моделирования: рассеяния на проводах и стержнях; рассеяния на трехмерных металлических и электрических объектах произвольной формы и многих других задач рассеяния.

Сравнивая данные методы можно сказать, что метод конечных разностей позволяет моделировать взаимодействия электромагнитных волн с таким же высоким уровнем детализации, как и метод моментов. Для метода конечных разностей общие требования к памяти компьютера и времени работы линейно пропорциональны N , числу неизвестных полей, но метод моментов требует больше памяти и времени на выполнение. Метод моментов приводит к системам линейных уравнений с плотными матрицами полных коэффициентов, которые требуют компьютерного объема памяти, пропорционального N^2 . Время, затрачиваемое компьютером на инвертирование системной матрицы метода моментов, зависит от N^2 до N^3 . Хотя у метода конечных разностей время работы компьютера пропорционально N , а у метода моментов время работы компьютера зависит от N^2 до N^3 , у метода конечных разностей очень большое N , а у метода моментов может быть совсем маленькое N .

Метод конечных разностей хорош для радиочастотных и микроволновых моделей. Метод конечных элементов больше подходит для низких частот, порядка 50 Гц. В нем используется меньше элементов, чем в методе конечных разностей. Метод конечных элементов требует дополнительной предварительной и последующей обработки.

3. ТРЕХМЕРНЫЕ МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ

Метод конечных разностей во временной области – метод электромагнитного моделирования. Метод использует конечно-центрированную аппроксимацию второго порядка к производным пространства и времени в уравнениях ротора Максвелла, что приводит к новому дискретному электромагнетизму со своими собственными особенностями. Метод конечных разностей во временной области определяет ортогональную кубическую пространственную сетку, элементарная ячейка которой показана на рис. 1. Каждый компонент поля отбирается и оценивается в определенной точке пространства, а магнитные и электрические поля получаются в моменты времени, задержанные на половину шага времени выборки. Материалы моделируются путем указания их характеристических констант в каждой точке сетки, обычно в однородных областях, на границах раздела которых необходимы надлежащие условия непрерывности. Алгоритм опережения времени является явным, то есть поля в каждый момент времени мгновенно получаются как функция предыдущих значений во времени. Этот метод требует значительных ресурсов процессора и памяти, но современные вычислительные технологии и прогнозируемые достижения обеспечивают ему необычайную производительность.

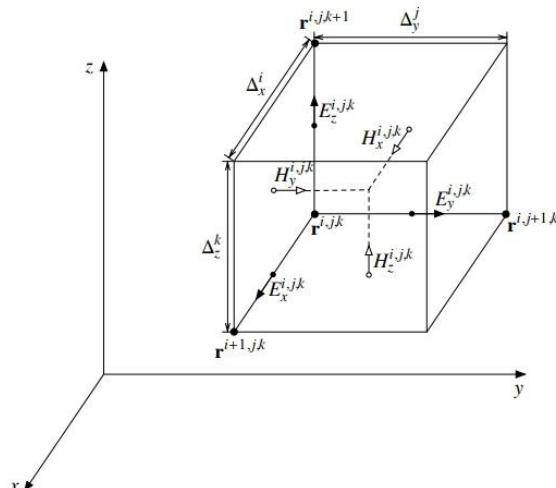


Рис. 1. Элементарная ячейка

Метод конечного интегрирования – это последовательная схема дискретизации уравнений Максвелла в их интегральной форме. Полученные матричные уравнения дискретизированных полей могут быть использованы для эффективного численного моделирования на современных компьютерах. Кроме того, основные алгебраические свойства этой дискретной теории электромагнитного поля позволяют аналитически и алгебраически доказать свойства сохранения по отношению к энергии и заряду дискретной формулировки и дают объяснение свойств устойчивости численных формулировок во временной области.

Метод матриц линий передачи – численный метод в вычислительной электродинамике. Он основан на аналогии между электромагнитным полем и сеткой линий передачи. Метод позволяет моделировать сложные электромагнитные структуры. Как сетевая модель уравнений Максвелла, сформулированных в терминах рассеяния импульсов, он обладает исключительной универсальностью, численной устойчивостью, надежностью и изотропными волновыми свойствами. В методе матриц линий передачи пространство дискретизируется путем разбиения на ячейки, представленные на рис.2. Электромагнитное поле моделируется волновыми импульсами, распространяющимися между соседними ячейками и рассеивающимися внутри ячеек. В методе

дискретизированное состояние поля представлено вектором состояния, суммирующим состояния всех ячеек матрицы линий передачи. Алгоритм метода состоит из распространения амплитуд волн от узлов сетки к соседним узлам и рассеяния амплитуд волн в узлах сетки. Распространение и рассеяние амплитуд волн можно выразить с помощью операторных уравнений. Одно единственное вычисление импульсного отклика дает большой объем информации. Частотные характеристики могут быть оценены по всему диапазону интересующих частот с помощью преобразования Фурье переходных результатов во временной области.

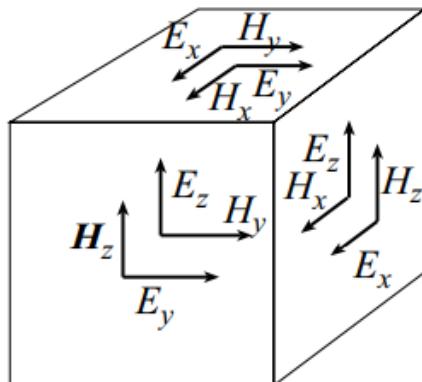


Рис. 2. Ячейка метода матриц линий передачи

Сравнивая трехмерные методы моделирования во временной области, получается то, что метод конечных разностей во временной области эффективно используется для моделирования устройств со сложной геометрией. Но при этом требует большого количества вычислительных затрат. Ключевым свойством метода конечно интегрирования является моделирование неоднородных сред, а так же обеспечивает высокую точность. В свою очередь универсальность метода матриц линий передачи позволяет производить прямые расчеты сложных структур.

Метод конечных разностей во временной области и метод матриц линий передачи применимы для широкого диапазона частот за один расчёт.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведённый анализ трёхмерных математических методов моделирования электромагнитных волн в радиоэлектронных средствах показывает, что каждый метод обладает своими преимуществами и недостатками. Выбор подходящего метода зависит от конкретных характеристик поставленной задачи и доступности вычислительных ресурсов. Приведенные методы позволяют повысить точность измерений, улучшить эффективность моделирования и появляется возможность исследования радиоэлектронных средств на ранних стадиях разработки, без изготовления физической модели. Успешное применение трёхмерного электромагнитного моделирования позволяет существенно сократить время и стоимость разработки радиоэлектронных средств, а также улучшает их качество и надежность.

ЛИТЕРАТУРА

1. Седельников Ю. Е., Веденъкин Д. А. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. – Москва, Издательство Юрайт, 2024. 318 с.
2. Ромашенко 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. Ромашенко 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., Пендурин 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. Ромашенко 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.

МЕРЫ ПОМЕХОЗАЩИТЫ БОРТОВОГО РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ МУЛЬТИРОТОРНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

B. K. Епанчинцев¹, A. P. Чеботарёва¹, I. A. Чебышев¹, A. С. Костюков¹

¹ Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Проведен анализ бортового радиоэлектронного оборудования типовых мультироторных беспилотных летательных аппаратов. Определены применяемые на них меры помехозащиты каналов управления и передачи данных, а также каналов навигационно-временного обеспечения.

Ключевые слова: мультироторные беспилотные летательные аппараты, бортовое радиоэлектронное оборудование, меры помехозащиты, адаптивные антенные решетки.

INTERFERENCE PROTECTION MEASURES FOR ON-BOARD RADIO ELECTRONIC EQUIPMENT OF MULTIROTOR UNMANNED AERIAL VEHICLES

V. K. Epanchintsev¹, A. P. Chebotareva¹, I. A. Chebyshev¹, A. S. Kostyukov¹

¹Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. The analysis of on-board radio electronic equipment is carried out typical multirotor unmanned aerial vehicles. The noise protection measures applied on them for control and data transmission channels, as well as navigation and time support channels, have been determined.

Keywords: multirotor unmanned aerial vehicles, avionics, anti-interference measures, adaptive antenna arrays.

1. ВВЕДЕНИЕ

Мультироторные беспилотные летательные аппараты (БПЛА) находят широкое применение в различных областях. Например, в сельскохозяйственной сфере БПЛА эффективны для опрыскивания и посева, так как могут нести различные виды полезной нагрузки, такие как, жидкие пестициды или семена. В промышленности БПЛА используются для картографирования. Также мультироторные БПЛА применяются для поиска людей и судов, попавших в аварийную ситуацию [1].

В настоящее время применение мультироторных БПЛА затрудняется из-за большого количества как преднамеренных, так и непреднамеренных (индустриальных) помех, создаваемых радиоэлектронными средствами различного назначения в местах проведения полетов БПЛА. В этой связи, производители мультироторных БПЛА постоянно повышают помехозащищенность бортового радиоэлектронного оборудования (БРЭО).

Целью работы является определение типового состава БРЭО мультироторных БПЛА и выявление применяемых мер его помехозащиты.

2. АНАЛИЗ КОМПОНЕНТОВ БПЛА

Анализ некоторых видов мультироторных БПЛА (рисунок 1) позволил определить типовой состав применяемого в их конструкции класса БРЭО, а также применяемые

меры их помехозащиты.

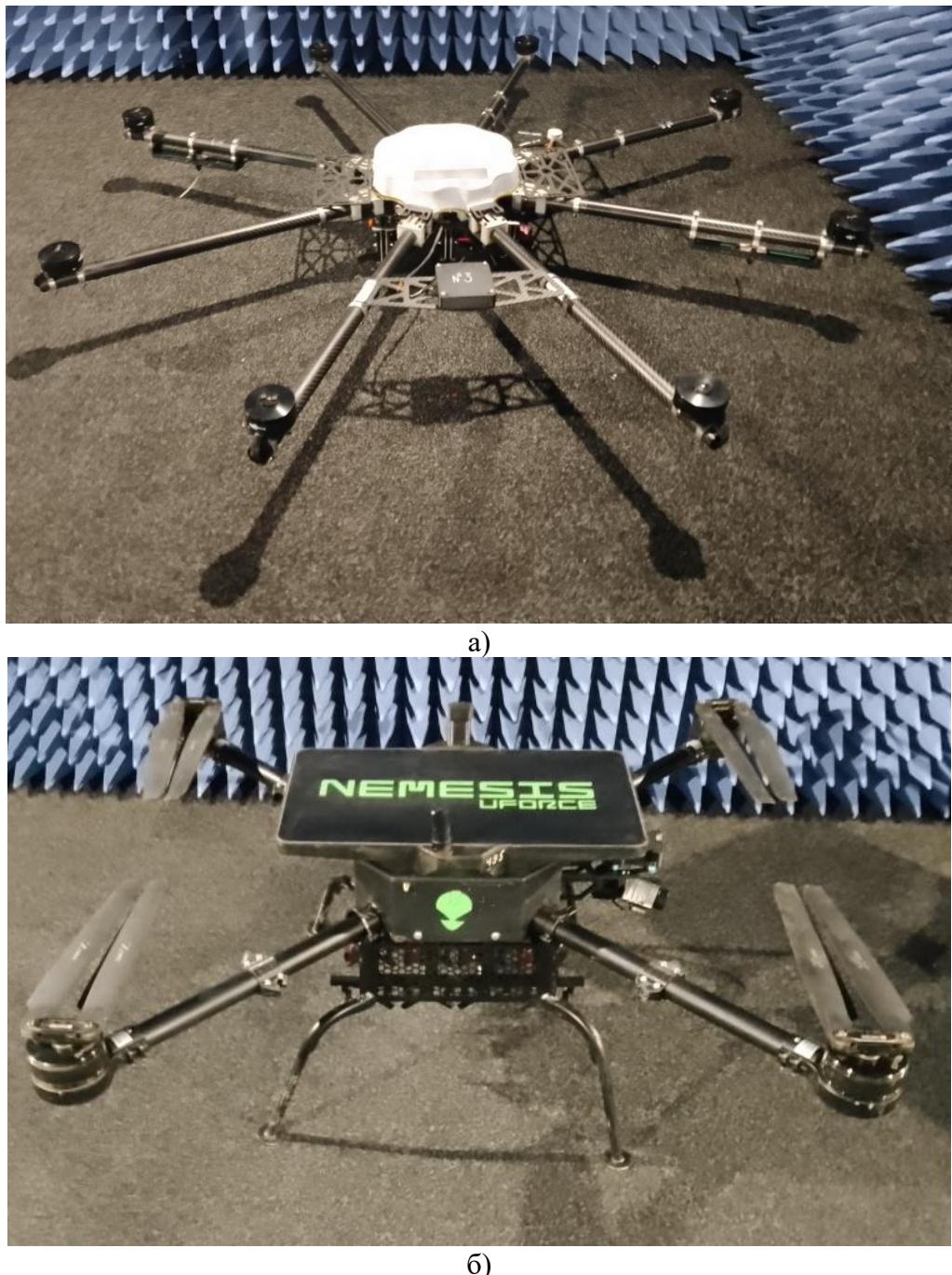


Рис. 1. Внешний вид типовых представителей мульти rotorных БПЛА:
а) «Вампир», б) «Немесис».

В типовой состав БРЭО входят следующие основные элементы:

1. Полетный контроллер;
2. Оборудование каналов управления (КУ) и передачи данных (ПД);
3. Навигационное оборудование.

Полетный контроллер предназначен для осуществления управления полетом БПЛА на основе обработки информации от бортовых датчиков, навигационного и приемопередающих модулей. Типовые представители полетные контроллеры Pixhawk (Китай), применяемые на БПЛА мульти rotorного типа приведены на рисунке 2.



Рис. 2. Внешний вид типовых полетных контролеров мультироторных БПЛА: а) Pixhawk 2.1 Cube Orange+, б) Pixhawk 6X.

Оборудование каналов управления и передачи данных мультироторных БПЛА может быть построено на следующих системах связи:

1. Система УКВ радиосвязи на приемопередающих радиомодулях;
2. Система сотовой связи;
3. Система спутниковой связи типа «Старлинк».

К типовым приемопередающим радиомодулям УКВ диапазона, применяемых в КУПД мультироторных БПЛА (рисунок 3), относятся радиомодемы типа RFD900x (Австралия) и G-NiceRF (Китай) [2, 3].

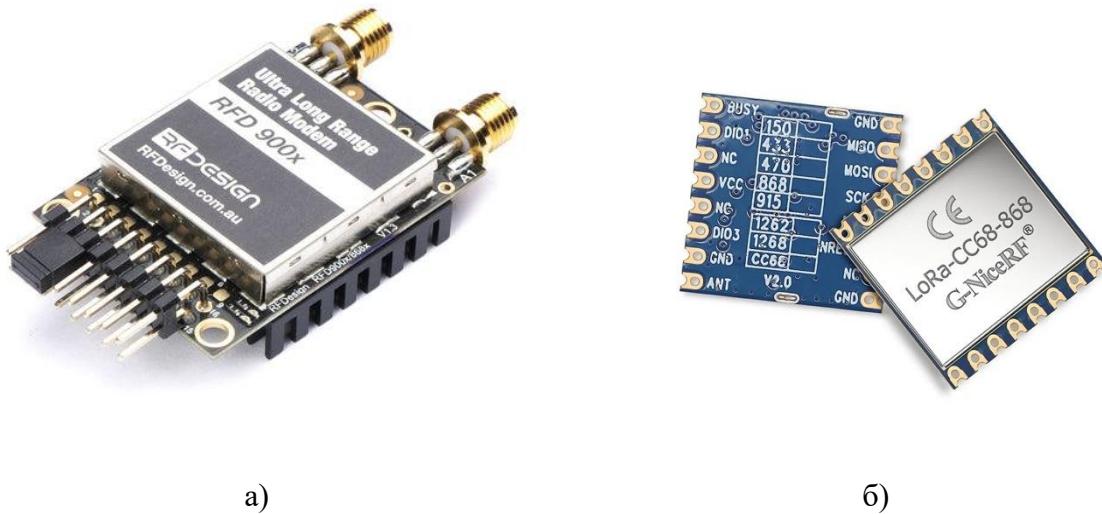


Рис. 3. Внешний вид типовых радиомодулей УКВ диапазона, применяемых в КУПД мультироторных БПЛА:
а) RFD900x, б) G-NiceRF.

Основные характеристики радиомодулей RFD900x и G-NiceRF приведены в таблице 1.

Таблица 1. Основные технические характеристики радиомодулей RFD900x и G-NiceRF

№ п/п	Наименование характеристики	Значение	
		RFD900x	G-NiceRF
1	Диапазон рабочих частот, МГц	902...928	400...455
2	Вид модуляции	FSK	GFSK, LoRa
3	Выходная мощность, Вт	до 1	1,5
4	Чувствительность приемника, дБм	минус 121	минус 129

5	Дальность передачи данных в условиях прямой видимости, км	до 40	до 12
6	Режим работы	ФЧ, ППРЧ	ФЧ, ППРЧ
7	Количество каналов ППРЧ	до 51	до 300
8	Возможность построения Mesh-сети	есть	есть
9	Ширина спектра сигнала (на ФЧ или на одной частотной позиции при ППРЧ), кГц	260	250

Анализ основных характеристик радиомодулей RFD900x и G-NlceRF (таблица 1) позволил выявить следующие меры помехозащиты, применяемые в каналах управления и передачи данных УКВ диапазона длин волн мультироторных БПЛА:

1. Применение режима программной перестройки рабочей частоты.
2. Использование высокопомехозащищенных сигналов LoRa, обеспечивающих корректную передачу данных под помехами, превышающими уровень сигнала от 7 до 20 дБ в зависимости от параметров LoRa сигнала.

К типовому оборудованию КУПД мультироторных БПЛА, функционирующих на основе системы сотовой связи, относится профессиональный 4G / Wi-Fi маршрутизатор TeltonikaRUT951 [4] (Литва) (рисунок 4).



Рис. 4. Внешний вид 4G / Wi-Fi маршрутизатора TeltonikaRUT951.

Основные технические характеристики профессионального 4G / Wi-Fi маршрутизатора Teltonika RUT951 представлены в таблице 2.

Таблица 2. Основные технические характеристики профессионального 4G / Wi-Fi маршрутизатора TeltonikaRUT951

№ п/п	Наименование характеристики	Значение характеристики
В части радиомодемов сотовой связи		
1	Поддерживаемый стандарта сотовой связи / скорость передачи данных	4G (LTE) / до 150 Мбит/с – прием; до 51 Мбит/с – передача 3G (UMTS) / до 42 Мбит/с 2G (GSM/DCS) / до 236,8 Кбит/с
3	Максимальная мощность передатчика, дБм: - 2G (GSM) - 2G (DCS) - 2G (GSM в режиме 8 PSK) - 3G (UMTS) - 4G (LTE)	33 (2 Вт) 30 (1 Вт) 27 (0,5 Вт) 24 (0,25 Вт) 23 (0,2 Вт)
4	Диапазон рабочих частот антенны,	698 – 960, 1710 – 2690

	МГц (при КСВ < 3)	
5	Количество поддерживаемых SIM-карт, шт	2
В части радиомодема IEEE 802.11		
6	Поддерживаемые стандарты беспроводной связи IEEE 802.11	802.11 b/g/n
7	Частотный диапазон, МГц	2400 – 2483,5 МГц
8	Мощность передатчика, дБ	20
9	Коэффициент усиления антенны, дБ	5
10	Диапазон рабочих частот антенны (при КСВ < 2), МГц	2400 – 2483,5

Анализ основных технических характеристик профессионального 4G / Wi-Fi маршрутизатора Teltonika RUT951 (таблица 2) позволил определить следующие:

1. Управление и передача данных осуществляется через информационно-телекоммуникационную сеть «Интернет» с применением сетей сотовой связи стандартов 2G, 3G и 4G.

2. Диапазон рабочих частот антенн маршрутизатора: 698...960 МГц, 1710 ... 2690 МГц.

3. Подключения бортового оборудования к маршрутизатору осуществляется посредством проводного соединения (Ethernet) или беспроводного соединения (IEEE 802.11).

Каналы управления и передачи данных мультироторных БПЛА могут быть организованы с применением абонентского терминала (АТ) низкоорбитальной системы спутниковой связи (ССпС) «Старлинк» [5] (США) (рисунок 5).

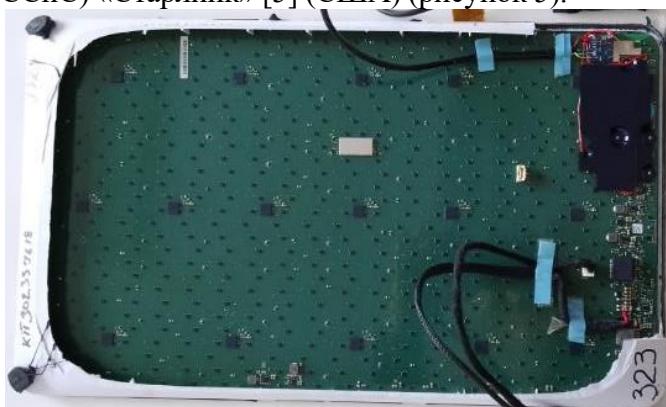


Рис. 5. Внешний вид бортового абонентского терминала низкоорбитальной системы спутниковой связи «Старлинк», применяемого вмультроторных БПЛА

Основные технические характеристики АТ ССпС «Старлинк» представлены в таблице 3.

Таблица 3. Основные технические характеристики АТ ССпС «Старлинк»

№ п/п	Наименование характеристики	Значение характеристики
1	Диапазон рабочих частот (нисходящая/восходящая линии), ГГц	10,7...12,7/14,0...14,5
2	Количество каналов связи в нисходящей и восходящей линиях, шт.	8
3	Ширина каналов связи нисходящей/восходящей	240/60

	линий, МГц	
4	Максимальная скорость передачи информации на прием/передачу, Мбит/с	350/130
5	Ширина главного лепестка диаграммы направленности антенны, град.	3,5...5,5
6	Максимальная эквивалентная изотропно-излучаемая мощность, дБВт	38,2
7	Минимальный рабочий угол места на КА, град.	25
8	Тип антенны	АФАР
9	Размер АФАР, см	50x30

Временное-навигационное обеспечение полета мультироторных БПЛА, осуществляется с применением следующих навигационных приемников, функционирующих с сигналами всех глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС): «Навстар» (GPS), ГЛОНАСС, «Бэйдоу», «Галилео» [6, 7]:

1. U-bloxZED-F9P (Швейцария) (на частотах первых «L1» и вторых «L2» навигационных диапазонов);
2. NovAtel OEM 719 (Канада) (на частотах первых «L1», вторых «L2» и пятых «L5» навигационных диапазонов).

Внешний вид навигационных приемников U-bloxZED-F9P и NovAtel OEM 719 приведен на рисунке 6.

Для повышения помехозащищенности навигационного приемника мультироторные БПЛА дополнительно оснащаются четырехэлементными адаптивными антеннами решетками типа TUALAJ 4100-MINI (Турция), TUALAJ 4300 (Турция) [8, 9] (рисунок 7), обеспечивающими компенсацию помех с трех независимых направлений глубиной порядка 40...45 дБ.

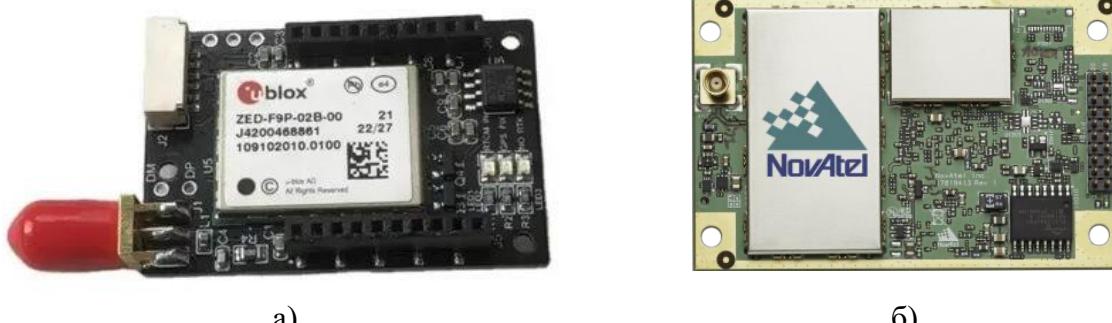


Рис. 6. Внешний вид навигационных приемников, применяемых в мультироторных БПЛА: а)U-bloxZED-F9P, б) NovAtel OEM.

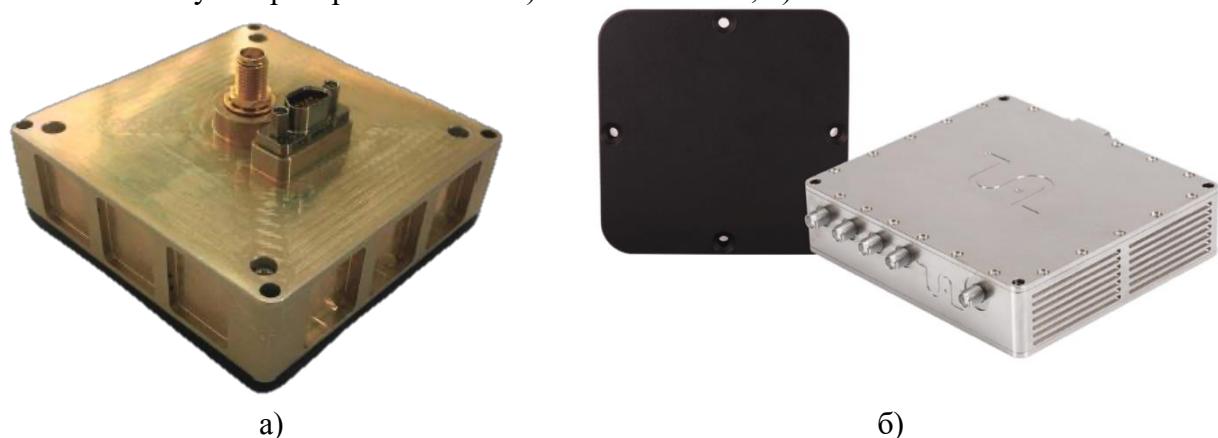


Рис. 7. Внешний вид четырехэлементных адаптивных антенных решеток, применяемых на мультироторных БПЛА: а) TUALAJ 4100-MINI; б) TUALAJ 4300.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в типовой состав БРЭО входят следующие основные элементы:

1. Полетный контролер, обеспечивающий полет как по каналам управления, так и в режиме радиомолчания по каналам навигационно-временного обеспечения.

2. Оборудование каналов управления и передачи данных, функционирует с применением следующих систем связи:

- системы УКВ радиосвязи на приемопередающих радиомодулях в диапазонах рабочих частот 400...455 МГц или 902...928 МГц;

- системы сотовой связи стандартов 2G, 3G, 4G;

- системы спутниковой связи типа «Старлинк».

3. Навигационное оборудование, содержащее мультисистемные, многочастотные навигационные приемники, функционирующие со всеми существующими ГНСС «Навстар» (GPS), ГЛОНАСС, «Бэйдоу», «Галилео» в сочетании с четырёхэлементными адаптивными антенными решетками.

К основным мерам помехозащиты БРЭО мультироторных БПЛА относятся следующие:

1. Применение в каналах управления как сигналов с программной перестройкой рабочей частоты, так и высокопомехозащищенных сигналов LoRa, обеспечивающих корректную передачу данных под помехами, превышающими уровень сигнала до 20 дБ.

2. Организация каналов управления и передачи данных с применением систем сотовой и спутниковой связи.

3. Применение в каналах навигационно-временного обеспечения четырехэлементных адаптивных антенных решеток обеспечивающих, компенсацию помех с трех независимых направлений глубиной порядка 40...45 дБ.

Выявленные меры помехозащиты могут быть использованы для оценки помехоустойчивости бортового радиоэлектронного оборудования мультироторных БПЛА на фоне воздействия помех различной структуры.

ЛИТЕРАТУРА

1. Молоденков С.А., Пашкин М.С. Анализ современных беспилотных летательных аппаратов. // Современные научные исследования и инновации. 2023. № 9 [Электронный ресурс]. URL: <https://web.sciencedirect.com/science/article/pii/S2212429823000904>.
2. RFD900x Radio Modem Data Sheet 902-928MHz frequency band Product Specifications and Performance Flash Programmer User Manual. [Электронный ресурс]. URL: <https://files.rfdesign.com.au/>.
3. LORA-CC68-433MHz-TCXO Data Sheet. [Электронный ресурс]. URL: https://wmsc.lcsc.com/wmsc/upload/file/pdf/v2/lcsc/2208081730_G-NiceRF-LORA-CC68-433MHz-TCXO_C5126744.pdf.
4. TeltonikaRUT951 Руководство. URL: <https://www.manual.nz/teltonika/rut951/manual>.
5. Макаренко С. И. Помехозащищенность наземных абонентских терминалов системы спутниковой связи Starlink // Системы управления, связи и безопасности. 2023. № 2. С. 81-101.
6. ZED-F9P_DataSheet_(UBX17051259). URL: <http://www.u-blox.com>.
7. OEM7 Receivers OEM7 Receivers Brochure Setting the standard in positioning and performance URL: <https://www.calameo.com/read/001915796b12d63262ed6?authid=UR9Q4EEfPmMK>
8. TUALAJ 4100-MINI CRPA GNSS anti-jam system. General description. URL: <https://www.tualcom.com/wp-content/uploads/2023/09/tualaj-4100-mInI.pdf>.

9. TUALAJ 4300 CRPA GNSS anti-jam system. General description. URL:
<https://www.tualcom.com/wp-content/uploads/2024/06/TUALAJ-4300.pdf>.

REFERENCES

1. Molodenkov S.A., Pashkin M.S. Analysis of modern unmanned aerial vehicles // Modern scientific research and innovations. 2023. No. 9. URL:
<https://web.s nauka.ru/issues/2023/09/100804> .
2. RFD900x Radio Modem Data Sheet 902-928MHz frequency band Product Specifications and Performance Flash Programmer User Manual.URL: <https://files.rfdesign.com.au>.
3. LORA-CC68-433MHz-TCXO Data Sheet. URL:
https://wmsc.lcsc.com/wmsc/upload/file/pdf/v2/lcsc/2208081730_G-NiceRF-LORA-CC68-433MHz-TCXO_C5126744.pdf.
4. Teltonika RUT951 Manual. URL: <https://www.manual.nz/teltonika/rut951/manual>.
5. Makarenko S. I. Noise immunity of ground-based subscriber terminals of the Starlink satellite communication system // Control, communication and security systems. 2023. No. 2. pp. 81-101.
6. ZED-F9P_DataSheet_(UBX17051259). URL: <http://www.u-blox.com>.
7. Brochure on OEM7 receivers About OEM7 receivers that set standards for positioning and performance. URL:
<https://www.calameo.com/read/001915796b12d63262ed6?authid=UR9Q4EEfPmMK>
8. TUALAJ 4100-GNSS MINI CRPA anti-interference system. General description. URL:
<https://www.tualcom.com/wp-content/uploads/2023/09/tualaj-4100-mInI.pdf>.
9. GNSS TUALAJ 4300 CRPA anti-interference system. General description. URL:
<https://www.tualcom.com/wp-content/uploads/2024/06/TUALAJ-4300.pdf>

ПРОГНОЗ ПАРАМЕТРОВ НАИБОЛЕЕ ОПАСНОГО ПОДАВЛЯЮЩЕГО СИГНАЛА ДЛЯ БЕСПИЛОТНЫХ АВИАЦИОННЫХ СРЕДСТВ С ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫМ ПРОТОКОЛОМ СВЯЗИ ELRS

Д. А. Пищулин, С.И. Бабусенко, А.В. Журавлев, А. В. Тихонова

Акционерное общество научно-внедренческое предприятие «ПРОТЕК» (АО НВП
«ПРОТЕК»)

Аннотация. В данной работе проведено исследование параметров различных сигналов помех на беспилотные авиационные аппараты с приемником, работающим в протоколе связи ELRS. Путем лабораторного эксперимента представлен анализ решения, позволяющего выявить наиболее опасный с точки зрения радиоподавления сигнал, в сравнении с заградительной фазокодоманипулированной помехой.

Ключевые слова: радиоподавление; сигнал; беспилотные авиационные аппараты; ELRS.

PREDICTION OF THE PARAMETERS OF THE MOST DANGEROUS SUPPRESSIVE SIGNAL FOR UNMANNED AIRCRAFT WITH THE NOISE-RESISTANT COMMUNICATION PROTOCOL ELRS

D. A. Pishchulin, S.I. Babusenko, A.V. Zhuravlev, A.V. Tikhonova

Joint-stock Company scientific and innovation enterprise "PROTEK" (JSC NVP "PROTEK")

Abstract. In this paper, we have studied the parameters of various interference signals to unmanned aerial vehicles with a receiver operating in the ELRS communication protocol. An analysis of the solution is presented by laboratory experiment, which makes it possible to identify the most dangerous signal from the point of view of radio suppression, in comparison with the blocking phase-controlled interference.

Keywords: radio suppression; signal; unmanned aerial vehicles; ELRS.

1. ВВЕДЕНИЕ

Реализация поставленных задач перед беспилотной авиационной системой (БАС) подразумевает за собой способность корректно поддерживать связь между наземным пунктом управления (НПУ) и летательным аппаратом, а также возможность определять свое местоположение с требуемой точностью. Основной мерой противодействия работе такой системы является постановка помех каналу управления БАС и приемнику сигналов навигационной системы. Опасность такого воздействия зависит от энергетики средств радиоподавления и канала передачи данных, внешних условий, способа обработки помехи и полезного сигнала в приемных устройствах БАС.

Результатом радиоэлектронного воздействия является невозможность (блокирование) получения корректного решения навигационной задачи, потеря управления, а также телеметрии между НПУ и летательным аппаратом, отсутствие видеозображения. Критическое состояние блокирования достигается при определенном соотношении помехи (J) и сигнала (S_0) на входе радиоприемника - J/S_0 .

В предлагаемой работе оценены опасные в аспекте блокирования управления помехи, действующие на приемник, который функционирует в протоколе связи ELRS.

2. АНАЛИЗ КАНАЛОВ УПРАВЛЕНИЯ БАС

Типы используемых БАС подразделяются в зависимости от возложенных на них задач (радиоразведка, ретрансляция, постановка помех, доставка боевой части), а также размеров. Соответственно применяемые решения в сфере установления связи между НПУ и беспилотником подбираются персонально.

Управление БАС производится не только с помощью специализированных протоколов связи OcuSync, Skylink, ELRS, TBS Crossfire и др., возможно задействование структур Wi-Fi сетей, сотовой связи 4G LTE и низкоорбитальной спутниковой связи Starlink.

В таблице 1 представлены наиболее вероятные радиоканалы, используемые при управлении различными категориями БАС.

Таблица 1 - Возможные радиоканалы для управления БАС

Категория БАС	Низкоорбитальные спутниковые	Wi-Fi	4G	Спутниковые (на ГСО)	Типа ELRS, TBS, OcuSync, Skylink
Малые микро	-	+	-	-	+
Малые мини	-	+	+	-	+
Легкие	+	-	+	-	+
Средние	+	-	+	+	-
Тяжелые	+	-	+	+	-

К настоящему времени задачи определения опасных видов помех и параметров блокирования каналов управления БАС, реализованных с использованием модемов сотовой либо спутниковой связи, решены и апробированы АО НВП «ПРОТЕК» при создании и эксплуатации соответствующих образцов техники радиоподавления.

Более актуальной задачей является определение видов и параметров помех для каналов управления БАС микро, мини и легких размеров, с учетом требований к допустимым задержкам прохождения команд в канале связи. Так, при полете со скоростью ~80 км/час задержка в 100 мс приведет к тому, что БАС пролетит около ~4,4 м, прежде чем к оператору поступит видео и он мгновенно отправит команду (при равных задержках по каналу управления и видео). На практике это приведет либо к столкновению с препятствием, либо отклонению от маневрирующей цели. На рисунке 1 приведены значения задержки в радиоканалах сетей радиосвязи и для специализированных протоколов, которые могут использоваться для управления полетом БАС.

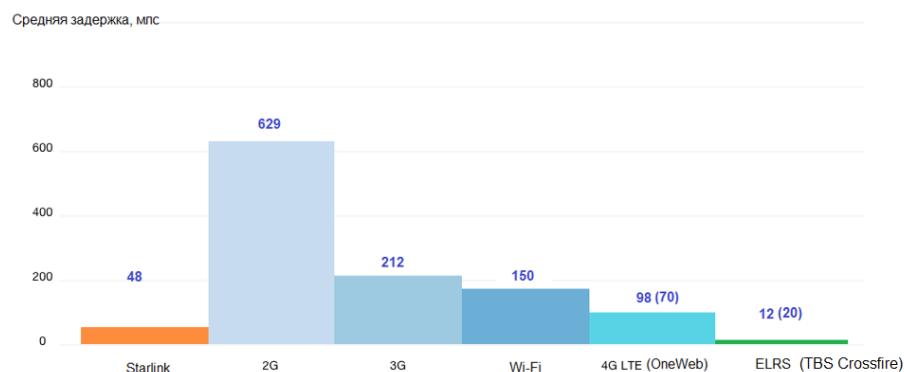


Рис. 1. Среднее значение задержки в каналах для управления БАС

Исходя из данных, использование каналов связи с задержкой выше 150 мс исключает возможность скоростного маневрирования для БАС с мульти rotorной системой.

3. ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛА ПО ПРОТОКОЛУ ELRS

Благодаря массовости производства коптеров в мультироторном исполнении и низкой стоимости малые FPV дроны (First Person View – аббревиатура для технических устройств, передающих окружающую их физическую реальность через видеокамеру удаленному оператору) получили свое широкое распространение при выполнении задач.

Часто используемым для передачи команд управления на FPV стал открытый протокол ELRS благодаря формированию сигналов на основе модуляции LoRa, обладающих высокой помехоустойчивостью. При этом компромисс между дальностью полета и маневренностью дрона достигается благодаря ограниченному набору скоростей обмена пакетами между FPV и наземным пунктом управления (НПУ). Наибольшее распространение на практике получили скорости 200 Гц (-112 дБм), 100 Гц (-117 дБм) и 50 Гц (-120 дБм).

На рисунке 2 приведен спектр сигнала псевдослучайной перестройки частоты ППРЧ в диапазоне 915 МГц, используемый для управления FPV квадрокоптером по протоколу ELRS LoRa (прошивка FCC 915).

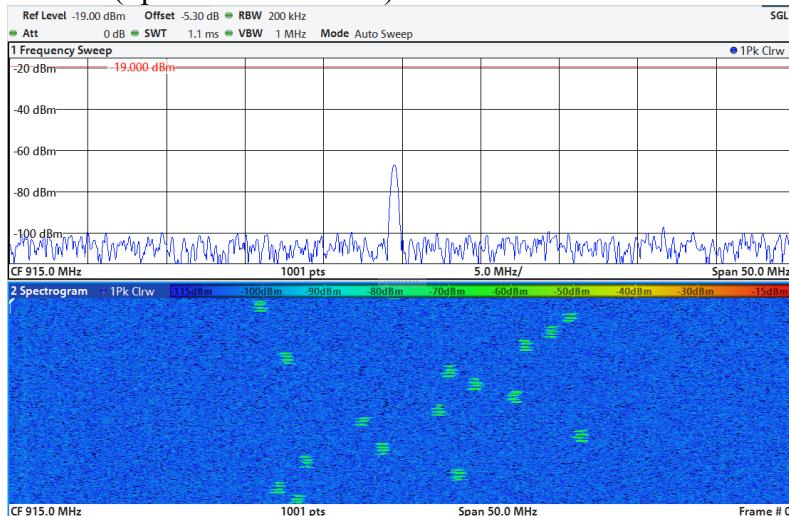


Рис. 2. Спектр сигнала канала управления ELRS с ППРЧ в полосе 902-926 МГц

Для передачи команды управления на БАС используется пакет из K символов длительности T_s , при этом скорость обмена пакетами V (Packet Rate) определяет задержку управления БАС

$$V=I/(K*T_s). \quad (1)$$

Выигрыш в помехоустойчивости протоколов управления БАС достигается благодаря использованию коротких пакетов данных в соответствии с модуляцией LoRa. Данный вид передачи позволяет найти баланс между полосой пропускания и целостностью сигнала благодаря использованию символов с линейно-частотной модуляцией (ЛЧМ). ЛЧМ характеризуется коэффициентом расширения спектра SF и полосой BW , а длительность символа LoRa (chirp) определяется как

$$T_s=B/BW, \quad (2)$$

где $B=2^{SF}$, база сигнала.

Битовая скорость $- R_{bit}$ в канале управления определяется с учетом используемой скорости кодирования – CR определяется выражением

$$R_{bit}=SF(k*BW)/2^{SF} \quad k=4/(4+CR), \quad CR=1\dots4. \quad (3)$$

Разные скорости обмена пакетами между БАС и НПУ реализуются за счет изменения параметров SF и BW .

Целостность сигнала физического уровня и предельная чувствительность аппаратуры связи определяются параметрами SF и BW , в таблице 2 приведены характеристики протокола ELRS для типовых скоростей обмена пакетами диапазона 900 МГц.

Таблица 2 – Характеристики протокола ELRS для типовых скоростей обмена пакетами диапазона 900 МГц

№	Скорость обмена пакетами, Гц	Предельная чувствительность, дБм	Длительность символа, млс	Значение SF ($BW=500$ кГц)	SNR, дБ
1	200	-112	0.128	6	-5
2	100	-117	0.256	7	-7.5
4	50	-120	0.512	8	-10
5	25	-123	1.024	9	-12.5

В настоящее время наиболее используемым является значение $SF = 8$, благодаря хорошим значениям чувствительности и скорости обмена. В пакете можно выделить преамбулу из одинаковых повторяющихся символов для синхронизации и установления опорного значения SF , синхрослово, разделитель, фиксатор начала данных и заголовок пакета с последующими данными как приведено на рисунке 3.



Рис. 3. Структура пакета LoRa

При воздействии на каналы управления преднамеренными помехами срыв функции управления БАС возможен при полном подавлении каналов во всех диапазонах рабочих частот.

Требуемое отношение помеха-сигнал J/S_0 для заградительной ФКМ шумовой помехи в полосе канала управления ELRS на основе модуляции LoRa зависит от полосы сигнала ППРЧ, полосы помехи и значения SF .

На практике отношение помеха-сигнал $J/S_0=28-35$ дБ для заградительной ФКМ помехи в одной из полос канала управления FPV дронов определяется выражением

$$J/S_0=10\log_{10}(\Delta F_j/\Delta F_s)+J/S_{lora},$$

где $\Delta F_s=500$ кГц ширины спектра сигнала на позиции ППРЧ, $\Delta F_j=100$ МГц средняя (для разных прошивок) ширина спектра ФКМ помехи, J/S_{lora} - коэффициент подавления сигнала управления с модуляцией LoRa, можно принять, что при шумовой помехе он соответствует значению SNR из таблицы 2.

На рисунке 4 приведены спектры сигнала ELRS (полоса 24 МГц) на центральной частоте 915 МГц и заградительной ФКМ помехи с фильтрацией (полоса 320 МГц коэффициент скругления 0.1).

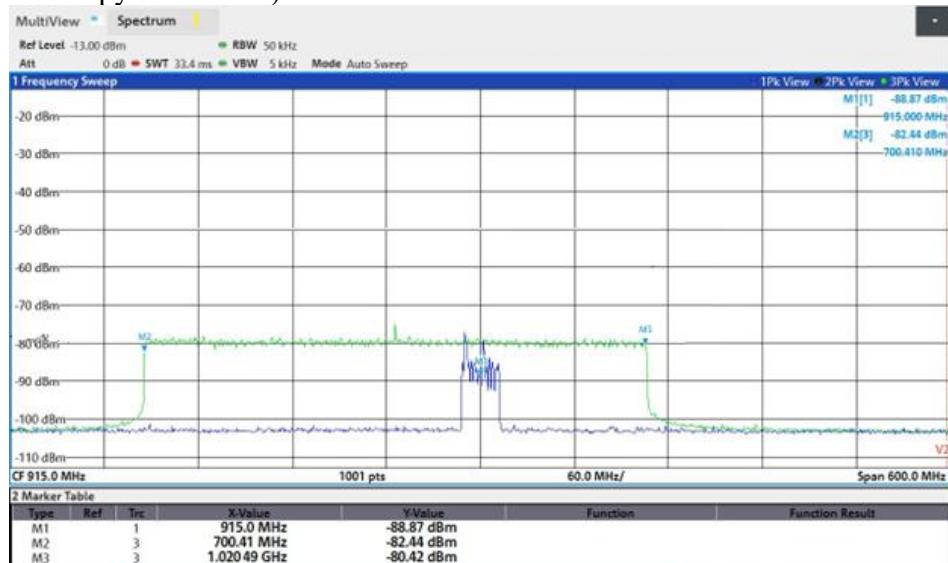


Рис. 4. Спектр заградительной помехи (зеленый) и сигнала ELRS (синий)

4. ФОРМИРОВАНИЕ И ЭФФЕКТИВНОСТЬ СИГНАЛОПОДОБНОЙ ПОМЕХИ ELRS

С учетом вышеизложенного, наиболее опасная для деструктивного воздействия на сигнал управления помеха представляет собой ЛЧМ сигнал с периодом повторения $\tau_{ai}=2$ мкс, чем обеспечивается формирование составляющих через 500 кГц в полосе работы ELRS $f_{ifm}=320$ МГц (700-1020 МГц). На рисунках 5 и 6 приведена его спектрограмма и характеристика.

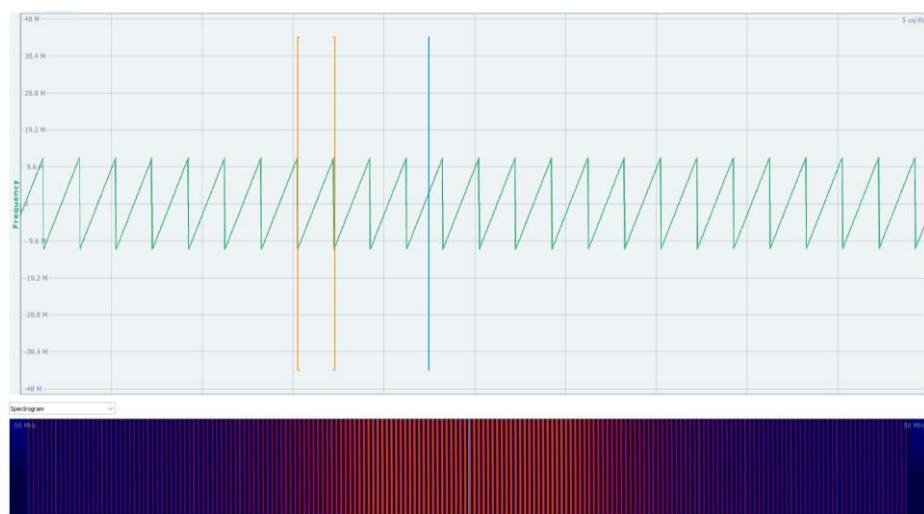


Рис. 5. Характеристики модели сигналоподобной помехи (изменение ЛЧМ в полосе 24 МГц 2 мкс, каналы через 500 кГц)

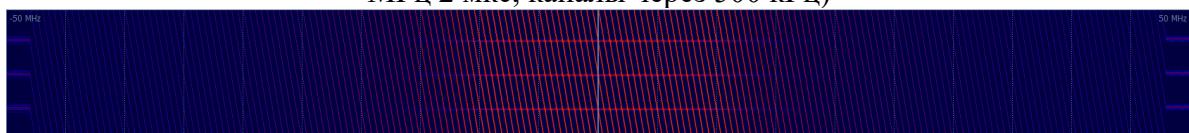


Рис. 6. Спектрограмма сигналоподобной помехи с модуляцией SF=8

Для проведения лабораторного эксперимента по исследованию эффективности методов постановки помехи, был разработан и испытан стенд, в составе которого: векторный генератор Rohde & Schwarz, пульт управления TBS Mambo, приемный модуль ELRS и смеситель сигналов. Структурная схема подключения изображена на рисунок 7.

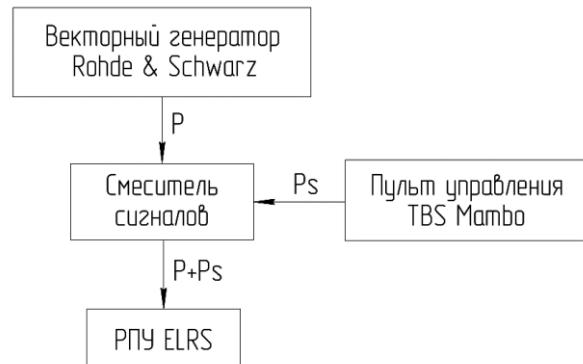


Рис. 7. Структурная схема лабораторной установки
(P - помеха, Ps - сигнал)

Кроме того, на стенде были проведены сравнительные испытания эффективности постановки заградительной ФКМ помехи с фильтрацией (полоса 320 МГц, коэффициент скругления 0.1), сигнала ЛЧМ с периодом повторения $\tau_{ai} = 2$ мкс, а также сигнала ЛЧМ (ЛЧМШ) с периодом повторения $\tau_{ai} = 4.5$ мкс и дополнительной шумовой модуляцией 196 кГц.

Фактом срыва управления были приняты характерные маркеры в виде голосового оповещения на пульте управления БВС типа «Очень слабый сигнал», «Телеметрия потеряна» для FPV.

В ходе лабораторного эксперимента были получены результаты, приведенные в таблице 3.

Таблица 3. Сравнительные результаты оценки эффективности радиоподавления LoRa

Помехо-защищенность LoRa SNR SF=8, dB	Требуемый уровень помехи с выхода векторного генератора при потере канала управления, дБм			
	ФКМ (модель)	ЛЧМ 4.5 мкс + шум 196 кГц (реализация на ГУН)	ЛЧМ 2 мкс (модель)	ЛЧМ 2 мкс + SF=8 LoRa
-10	-20	-21	-12	-27

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Путем анализа и лабораторного эксперимента установлено, что эффективность ЛЧМ помехи с периодом повторения $\tau_{ai} = 2$ мкс ниже, чем у заградительной ФКМ помехи. Пульт управления БВС начал сигнализировать о слабом сигнале при уровне -12 дБм. При применении ЛЧМ помехи с дополнительной шумовой модуляцией (ЛЧМШ) уровень деструктивного воздействия возрастает на 6 - 9 дБм по отношению к ЛЧМ помехе. Исследованная сигналоподобная помеха ЛЧМ спредфактора SF = 8 является наиболее опасной с точки радиоподавления и обеспечивает более высокие показатели в сравнении с ЛЧМШ и ФКМ помехой на 6 – 7 дБм.

ЛИТЕРАТУРА

1. Макаренко С.И. Противодействие беспилотным летательным аппаратам. Монография.- СПб.: Наукоемкие технологии, 2020.-204 с.
2. Черный Ф.Б. Распространение радиоволн. М.: Советское радио, 1962. – 480с
3. Макаренко С. И. Помехозащищенность наземных абонентских терминалов системы спутниковой связи Starlink. Системы управления, связи и безопасности. №2. 2023 с.81-101.

REFERENCES

1. Makarenko S.I. Countering unmanned aerial vehicles. The monograph. St. Petersburg: Science-intensive Technologies, 2020. 204 p.
2. Cherny F.B. Propagation of radio waves. Moscow: Sovetskoe radio, 1962. – 480s
3. Makarenko S. I. Noise immunity of terrestrial subscriber terminals of the Starlink satellite communication system. Management, communication and security systems. №2. 2023 c.81-101.

МЕТОД КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ RFID СИГНАЛОВ УВЧ ДИАПАЗОНА ПО ОБРАТНОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ «РАДИОЧАСТОТНАЯ МЕТКА – УСТРОЙСТВО ОПРОСА»

Д. С. Клюев¹, Д. Л. Мясников¹

¹Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики
(ПГУТИ), Самара, Россия

Аннотация. Моделирование сигнала от радиочастотной метки в диапазоне частот от 860 МГц до 960 МГц, тип В, с учетом его особенностей, при помощи языка программирования python.

Ключевые слова: радиочастотная идентификация, RFID сигналы, RFID метка, RFID считыватель, УВЧ диапазон, компьютерное моделирование, язык программирования python.

METHOD OF COMPUTER MODELING OF RFID SIGNALS OF UHF RANGE ON THE FEEDBACK LINK «RADIO FREQUENCY TAG - INTERROGATION DEVICE»

D.S. Klyuev¹, D. L. Myasnikov¹

¹ Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics (PSUTI), Samara,
Russia

Abstract. Modeling the signal from a radio frequency tag in the frequency range from 860 MHz to 960 MHz, type B, taking into account its features, using the python programming language.

Keywords: radio frequency identification, RFID signals, RFID tag, RFID reader, UHF band, computer modeling, python programming language.

1. ВВЕДЕНИЕ

При учете особенностей кодирования сигнала радиочастотной меткой, скоростью отправки битов, длительностью каждого из них и структурой этого сигнала, предложен метод моделирования этого сигнала на языке программирования python.

2. ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ МЕТОДА МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для определения параметра сигнала используются следующие основные параметры:

sampling_rate = 1720 (МГц) – частота дискретизации, с которой генерируется сигнал.

signal_duration = 25 (мкс) * количество бит в исходной битовой последовательности – длительность сигнала в секундах.

В соответствии с ГОСТ Р ИСО/МЭК 18000-6 2- 2014, скорость передачи данных по обратной линии связи «радиочастотная метка – устройство опроса», 40 или 160 Кбит/с, выбирают при настройке радиочастотной метки. В данном случае выбрана скорость 40 Кбит/с. Для данной скорости Trlb (return link bit time) – время передачи бита в обратной линии связи = 25 мкс

carrier_frequency = 860 (МГц) – частота несущей, на которой будет передаваться сигнал.

amplitude = 1 – амплитуда несущей частоты.

Генерация временного массива:

Временной массив time создается с равномерным шагом, соответствующим частоте дискретизации:

time = np.arange(0, duration, 1 / sampling_rate)

При генерации несущей частоты использовалось уравнение для косинусоидального сигнала:

$$s(t) = A \times \cos(2\pi f t) \quad (1)$$

где:

A – амплитуда,

f – частота несущей,

t – время.

Программная реализация имеет следующий вид:

carrier_wave = amplitude * np.cos(2 * np.pi * carrier_frequency * time)

Далее задается исходная битовая последовательность. В рамках данной задачи выбрана случайная последовательность, относящаяся к последним 32 битам 64 битного идентификатора TID, поскольку первые 32 бита отведены под код производителя метки и её марку, а вторые 32 бита – под уникальный номер самого чипа.

input_bits = ([0, 1, 1, 1, 0, 1, 0, 0, 0, 1, 1, 0, 1, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 0, 1, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 0, 1, 0, 0, 0])

В соответствии с ГОСТ Р ИСО/МЭК 18000-6 2- 2014, данные кодируются двухуровневым кодированием с переходом на нуле (FM0). Период передачи каждого символа имеет фиксированную длительность Trlb и определен ранее. В данном типе кодирования изменение уровня сигнала происходит на каждой границе бита, а при передаче сигнала логического «0» также и в середине бита.



Рис. 1. Пример кодирования данных в обратной линии связи

При практической реализации, каждый бит исходной битовой последовательности задублирован, для осуществления перехода внутри логического «0»

```
double_bits = []
for bit in input_bits:
    if bit == 0:
        double_bits.extend([0, 0])
    if bit == 1:
        double_bits.extend([1, 1])
```

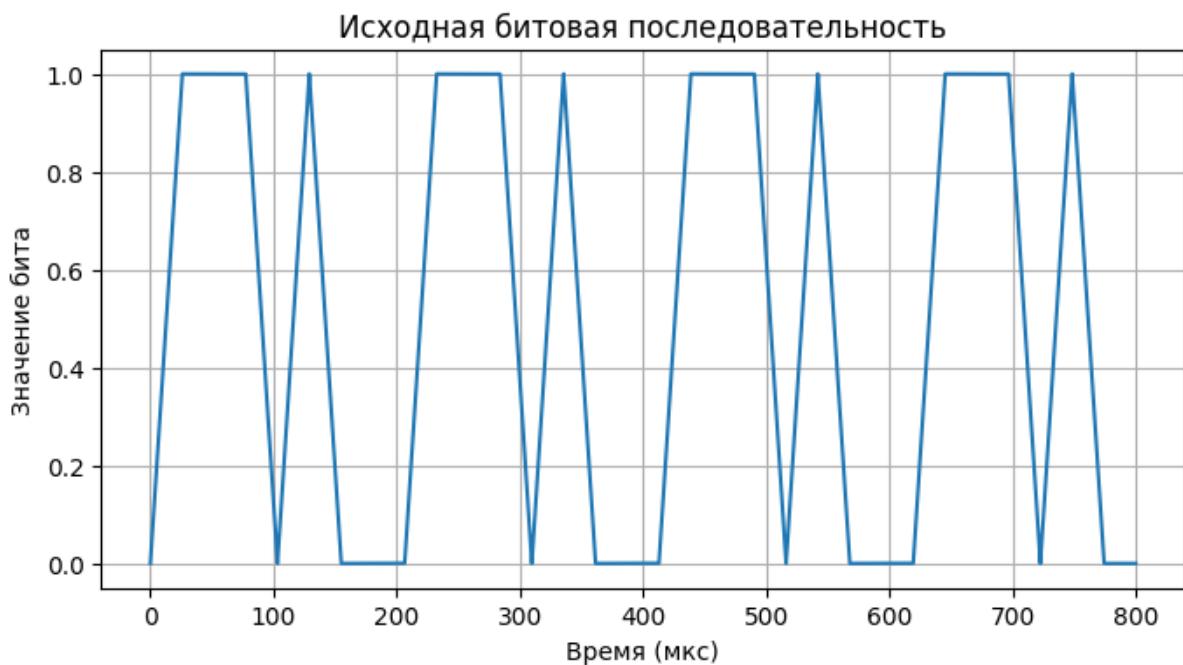


Рис. 2. Визуализация исходной битовой последовательности

Исходная последовательность: [0, 1, 1, 1, 0, 1, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 0, 1, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 0, 1, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 0, 0]

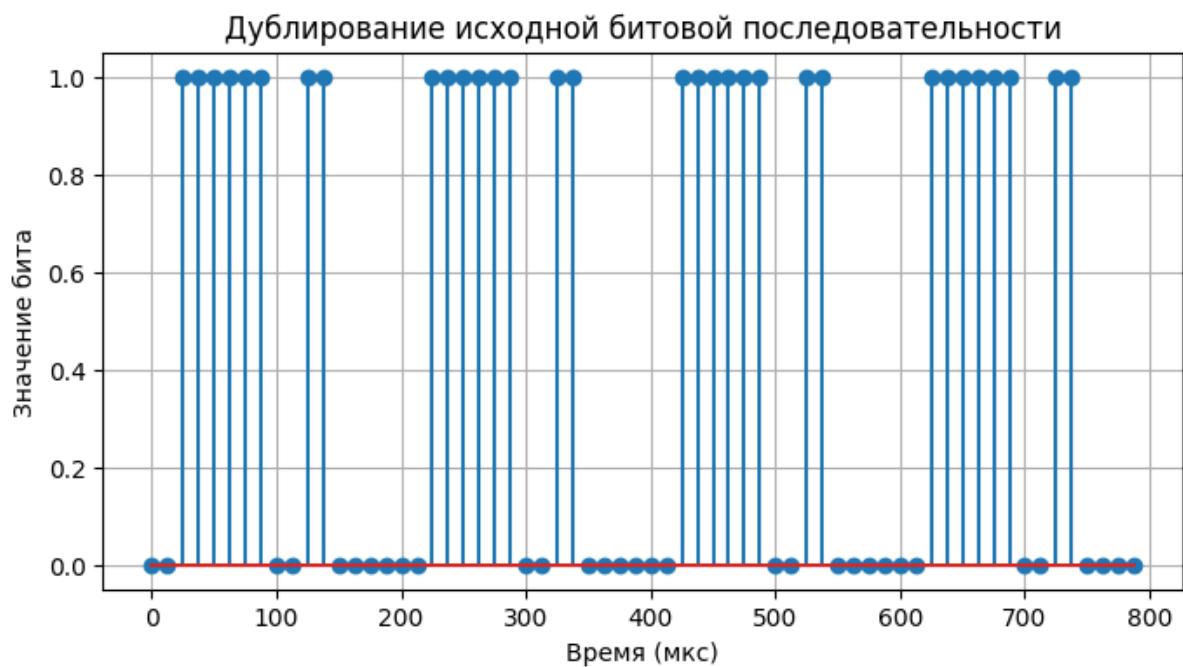


Рис. 3. Визуализация задублированных исходных битов

Следующий шаг – реализация функции кодирования сигнала меткой:
Создаем функцию

```
def encode_bits(input_bits):
    Создание нового списка
        encoded = []
    Задаем начальное состояние
        previous_bit = 0
    Задаем условия для каждого бита в исходной битовой последовательности
        for bit in input_bits:
            Если бит равен 0
                if bit == 0:
                    Первый бит противоположен предыдущему
                        first_bit = 1 - previous_bit
                    Второй бит противоположен первому
                        second_bit = 1 - first_bit
                    Заменяем каждый бит исходной битовой последовательности на два (первый и
второй)
                        encoded.extend([first_bit, second_bit])
            Если бит равен 1
                else:
                    Первый бит противоположен предыдущему
                        first_bit = 1 - previous_bit
                    Второй бит равен первому
                        second_bit = first_bit
                    Заменяем каждый бит исходной битовой последовательности на два (первый и
второй)
                        encoded.extend([first_bit, second_bit])
    Обновляем предыдущее состояние для корректной работы цикла с каждым битом
        previous_bit = second_bit
    return encoded

Задаем переменную с последовательностью после кодирования меткой
output_tag = encode_bits(input_bits)
Получаем битовую последовательность, закодированную меткой по правилу
(MF0)
```

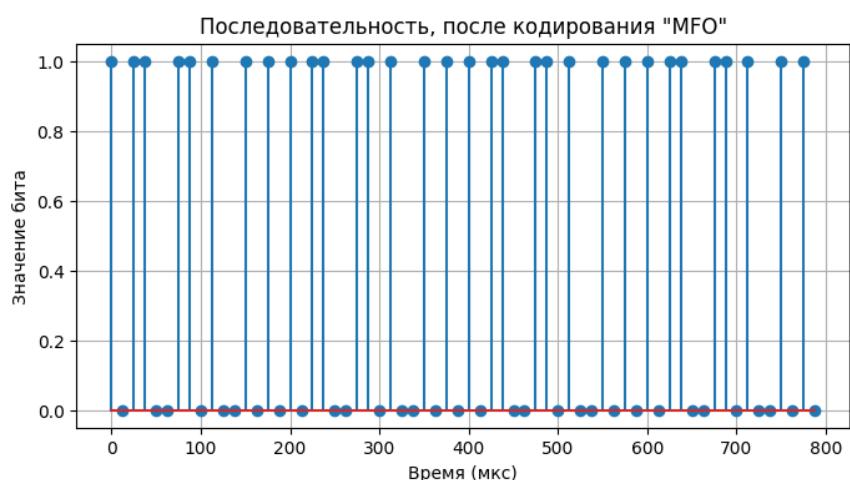


Рис. 4. Визуализация битов, после кодирования меткой

Последним шагом является интерполяция модулирующей последовательности на временную ось

```
modulated_signal = np.interp(time, np.linspace(0, duration, len(modulating_sequence)), modulating_sequence)
```

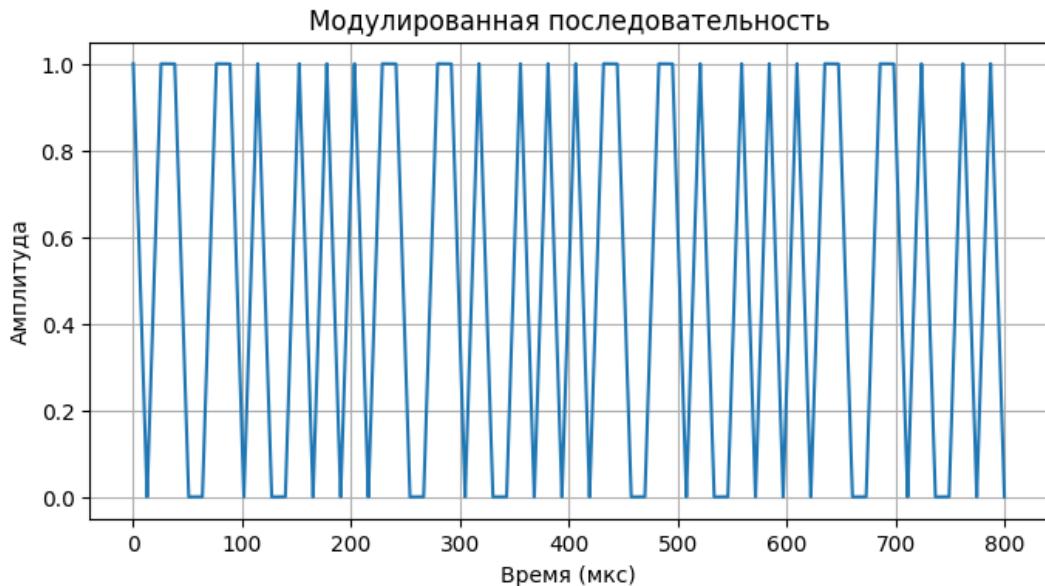


Рис. 5. Визуализация модулированной последовательности
Модулирование несущей частоты
amplitude_depth = 0.5
rfid_signal = modulated_signal * carrier_wave

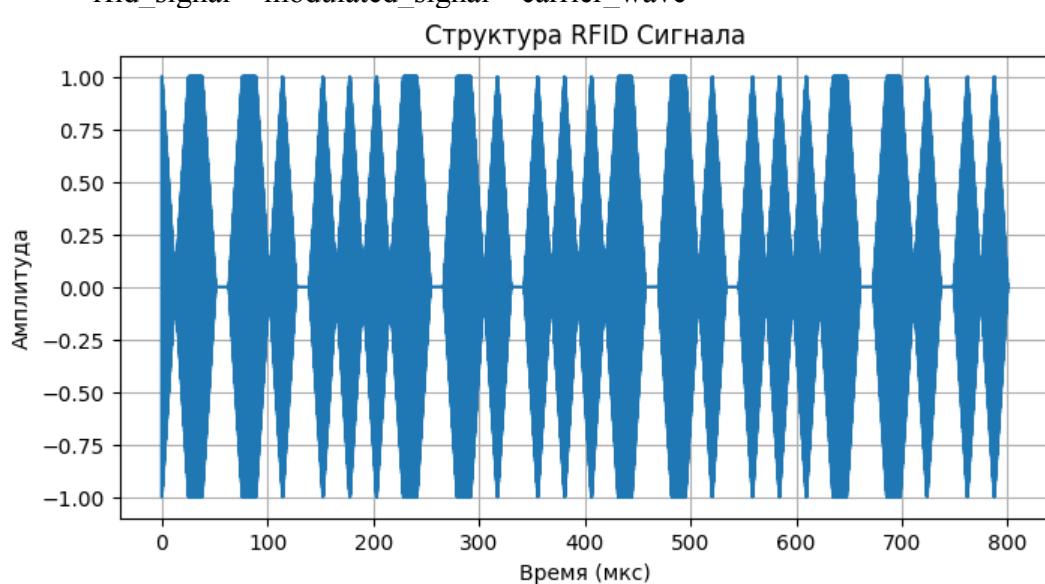


Рис. 6. Визуализация структуры сигнала

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результатом является реализация в виде программного кода метода моделирования сигнала метка-считыватель с учетом особенностей кодирования меткой, в соответствии с ГОСТ. Практическая польза и применение этого метода может позволить детально изучить и работать с сигналом направленным RFID меткой к считывателю.

ЛИТЕРАТУРА

1. ГОСТ Р ИСО/МЭК 18000-62-2014. Информационные технологии. Идентификация радиочастотная для управления предметами. Часть 62. Параметры радиоинтерфейса для связи в диапазоне частот 860-960 МГц, тип В – 62 с.
2. ГОСТ Р ИСО/МЭК 18000-6-2013. Информационные технологии. Идентификация радиочастотная для управления предметами. Часть 6. Параметры радиоинтерфейса для связи в диапазоне частот 860-960 МГц. Общие требования – 14 с.
3. ISO/IEC 18000-6:2013. Information technology — Radio frequency identification for item management – Part 6: Parameters for air interface communications at 860 MHz to 960 MHz. General. (IDT) – 9 с.
4. ISO/IEC 18000-62:2012. Information technology – Radio frequency identification for item management – Part 62: Parameters for air interface communications at 860 MHz to 960 MHz Type B. (IDT) – 68 с.
5. Лайнос, Р. Цифровая обработка сигналов / Р. Ладинос ; пер. с англ. А. А. Бритова. // Москва: БИНОМ, 2006. – 656 с.
6. Смит, С. Цифровая обработка сигналов / С. Смит ; пер. с англ. А. Ю. Линовича, С. В. Витязева, И. С. Гусинского. // Москва: ДОДЭКА, 2012. – 720 с.
7. Златопольский Д.М. Основы программирования на языке Python. // М.: ДМК Пресс, 2017. – 284 с.
8. Лутц М. Программирование на Python, том I, 4-е издание. // СПб.: Символ-Плюс, 2011. – 992 с.
9. Лутц М. Программирование на Python, том II, 4-е издание. // СПб.: Символ-Плюс, 2011. – 992 с.
10. Python. Режим доступа: <https://www.python.org>, 11.01.2025.

REFERENCES

1. GOST R ISO/MEC 18000-62-2014. Information technologies. Radio frequency identification for object management. Part 62. Radio interface parameters for communication in the frequency range 860-960 MHz, Type B - 62 p.
2. GOST P ISO/MEC 18000-6-2013. Information technology. Radio frequency identification for object control. Part 6. Radio interface parameters for communication in the frequency range 860-960 MHz. General requirements - 14 p.
3. ISO/IEC 18000-6:2013. Information technology - Radio frequency identification for item management - Part 6: Parameters for air interface communications at 860 MHz to 960 MHz. General. (IDT) - 9 p.
4. ISO/IEC 18000-62:2012. Information technology - Radio frequency identification for item management - Part 62: Parameters for air interface communications at 860 MHz to 960 MHz Type B. (IDT) - 68 p.
5. Linos, R. Digital signal processing / R. Linos; transl. from English by A. A. Britov. // Moscow: BINOM, 2006. - 656 p.
6. Smith, S. Digital signal processing / S. Smith; translated from English by A. Y. Linovich, S. V. Vityazev, I. S. Gusinsky. // Moscow: DODECA, 2012. - 720 p.
7. Zlatopolsky D.M. Fundamentals of programming in the Python language. // Moscow: DMK Press, 2017. - 284 p.
8. Lutz M. Programming in Python, Volume I, 4th edition. // SPb.: Symbol-Plus, 2011. - 992 p.
9. Lutz M. Programming in Python, Volume II, 4th edition. // SPb.: Symbol-Plus, 2011. - 992 p.
10. Python. Access mode: <https://www.python.org>, 11.01.2025.

СОЗДАНИЕ ДАТАСЕТА ЗАШУМЛЕННЫХ RFID СИГНАЛОВ ДЛЯ ОБУЧЕНИЯ НЕЙРОННОЙ СЕТИ

Д. С. Клюев¹, Д. Л. Мясников¹

¹Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики
(ПГУТИ), Самара, Россия

Аннотация. Создание датасета, состоящего из достаточного, для обучений нейронной сети, количества изображений структуры сигналов радиочастотной идентификации (RFID), подверженных воздействию помех, при помощи языка программирования python.

Ключевые слова: радиочастотная идентификация, RFID сигналы, шум, датасет, набор данных, тренировочный набор для нейронной сети, генерация изображений компьютерное моделирование, язык программирования python.

CONSTRUCTION OF A DATASET OF NOISY RFID SIGNALS FOR TRAINING A NEURAL NETWORK

D.S. Kluev, D. L. Myasnikov¹

¹ Povelzhskiy State University of Telecommunications and Informatics (PSUTI),
Samara, Russia

Abstract. Creating a dataset consisting of enough images of the Radio Frequency Identification (RFID) signal structure to train a neural network, using the python programming language.

Keywords: radio frequency identification, RFID signals, noise, dataset, training set for neural network, image generation computer modeling, python programming language.

1. ВВЕДЕНИЕ

Для обучения нейронной сети требуется большой количество уникальных изображений. Поскольку, в открытых источниках нет данного набора данных, с учетом его особенностей, предлагается генерация изображений сигнала радиочастотной идентификации с разной степенью зашумленности с помощью языка программирования python для формирования обучающего набора.

2. ПРАКТИЧЕСКОЕ ФОРМИРОВАНИЕ НАБОРА ДАННЫХ

Создание функции сохранения.

```
def Save ():
```

Установка уровня шума.

```
    noise_level = 0.3
```

Определение переменной гауссовского шума со случайным значением в каждой итерации в диапазоне от 0 до заданного уровня шума.

```
    gauss_noise = np.random.normal(0, noise_level, len(carrier_wave))
```

Генерация второго источника шума (экспоненциального шума).

```
    exponential_noise_plus = np.random.exponential(0.2, len(carrier_wave))
```

```
    exponential_noise_min = -np.random.exponential(0.2, len(carrier_wave))
```

Экспоненциальный шум, по умолчанию, отрисовывается только в верхней области графиков, для достижения его зеркальности добавлена вторая составляющая.

```
    exponential_noise = exponential_noise_plus + exponential_noise_min
```

Формирование общей помехи.

```
noise = gauss_noise + exponential_noise
```

Формирование структуры зашумленного сигнала, состоящего из чистого сигнала и наложенной общей помехи.

```
noisy_signal = rfid_signal + noise
```

Для построения графиков применяется функция «plt».

Размер изображения выбран 3 на 2.25 дюйма.

```
plt.figure(figsize=(3, 2.25))
```

```
plt.plot(time, rfid_signal)
```

Построение графика структуры сигнала и экспоненциального шума.

```
plt.plot(time, exponential_noise, color = 'red')
```

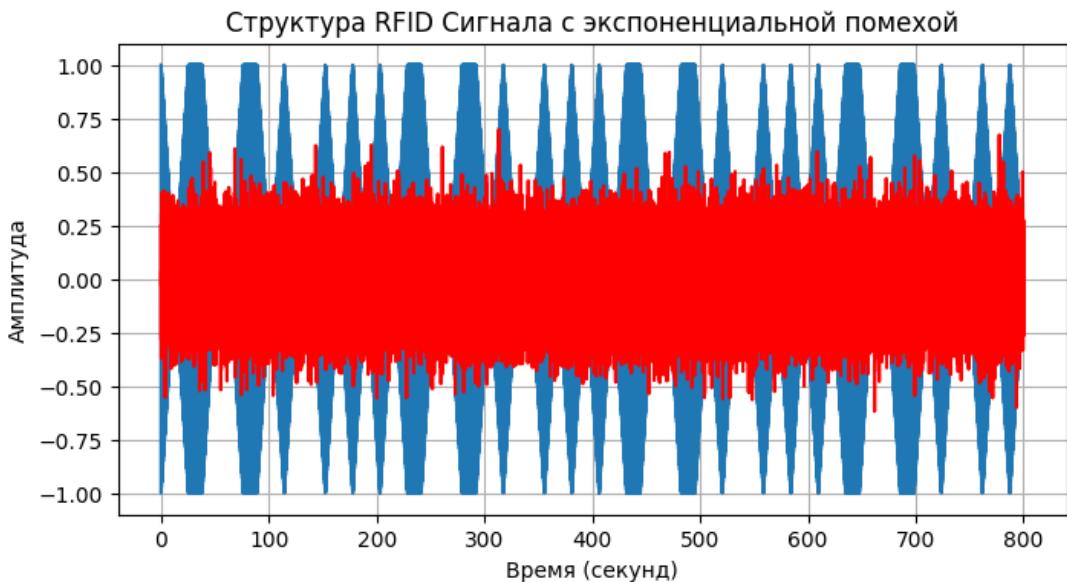


Рис. 1. Визуализация экспоненциального шума

Построение графика структуры сигнала и экспоненциального шума.

```
plt.plot(time, gauss_noise, color = 'yellow')
```

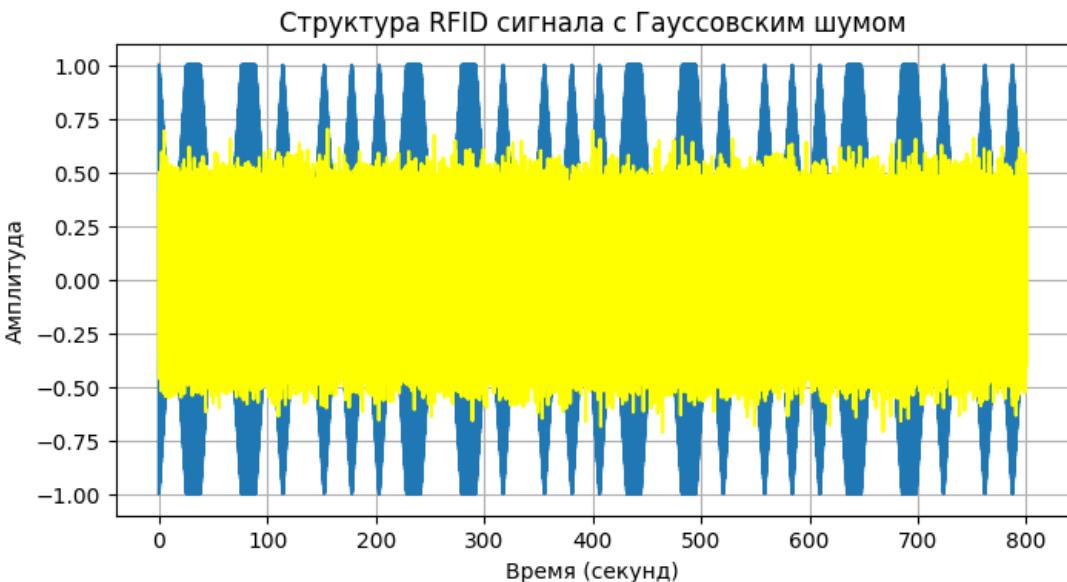


Рис. 2. Визуализация Гауссовского шума



Рис. 3. Визуализация общей помехи на фоне сигнала

Построение графика структуры сигнала, подверженного воздействию помехи.

```
plt.plot(time, noisy_signal)
```

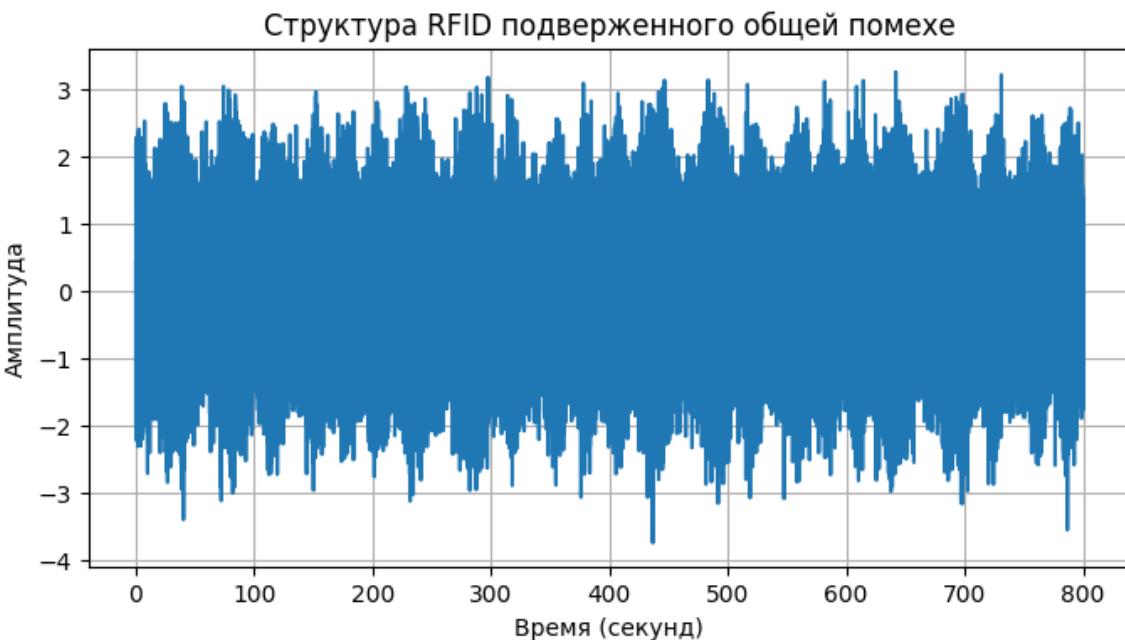


Рис. 4. Визуализация сигнала, подверженного общей помехе

Сохранение изображения «tag1_1» в выбранную директорию со значением 100 пикселей на дюйм, что дает изображение 300 на 225 пикселей.

```
plt.savefig(f'/tag1_1+i}.png',dpi=100)
plt.close()
```

Функция сохранения изображения будет запущена 50 раз подряд, таким образом сгенерировав 50 уникальных изображений (tag1_1... tag1_50).

```
for i in range (50):
```

```
    Save()
```

Меняя параметры, такие как уровень шума, размер изображения и количество циклов функции можно добиться генерации желаемого числа уникальных изображений.

```
Всего изображений: 9346
Found 9346 files belonging to 2 classes.
Using 7477 files for training.
Found 9346 files belonging to 2 classes.
Using 1869 files for validation.
Имена классов: ['tag1', 'tag2']
```

Рис. 5. Результат генерации изображений

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Создан набор данных, включающий 9346 уникальных изображений, поделенных на 2 класса, по 4673 изображения в каждом. Каждое изображение имеет разную степень зашумленности двумя разными видами шума. Благодаря описанному подходу можно сгенерировать необходимое число изображений сигнала, подверженного влиянию помехи, поделенных на классы, для дальнейшего обучения нейронной сети.

ЛИТЕРАТУРА

1. Richard Szeliski. Computer Vision: Algorithms and Applications. 2011 – 957 с.
2. Мясников Д.Л. Ложкин Л.Д., Соколова Ю.В. Определение влияния помех на изображения разных цветов посредством ПО // Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2023, Т. 26, №1, с. 116-122.
3. Смит, С. Цифровая обработка сигналов / С. Смит ; пер. с англ. А. Ю. Линовича, С. В. Витязева, И. С. Гусинского. // Москва: ДОДЭКА, 2012. – 720 с.
4. Златопольский Д.М. Основы программирования на языке Python. // М.: ДМК Пресс, 2017. – 284 с.
5. Лутц М. Программирование на Python, том I, 4-е издание. // СПб.: Символ-Плюс, 2011. – 992 с.
6. Лутц М. Программирование на Python, том II, 4-е издание. // СПб.: Символ-Плюс, 2011. – 992 с.
7. Python. Режим доступа: <https://www.python.org>, 11.01.2025

REFERENCES

1. Richard Szeliski. Computer Vision: Algorithms and Applications. 2011 - 957 p.
2. Myasnikov D.L., Lozhkin L.D., Sokolova Y.V. Determination of the influence of interference on images of different colors by means of software // Physics of Wave Processes and Radio Engineering Systems, 2023, Vol. 26, No. 1, p. 116-122.
3. Smith, S. Digital signal processing / S. Smith; transl. from English by A. Y. Linovich, S. V. Vityazev, I. S. Gusinsky. // Moscow: DODECA, 2012. - 720 p.
4. Zlatopolsky D.M. Fundamentals of Programming in the Python Language. // Moscow: DMK Press, 2017. - 284 p.
5. Lutz M. Programming in Python, Volume I, 4th edition. // SPb.: Symbol-Plus, 2011. - 992 p.
6. Lutz M. Programming in Python, Volume II, 4th edition. // SPb.: Symbol-Plus, 2011. - 992 p.
7. Python. Access mode: <https://www.python.org>, 11.01.2025

СОЗДАНИЕ НЕЙРОННОЙ СЕТИ ДЛЯ КЛАССИФИКАЦИИ ЗАШУМЛЕННЫХ СИГНАЛОВ РАДИОЧАСТОТНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ

Д. С. Клюев¹, Д. Л. Мясников¹

¹Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики
(ПГУТИ), Самара, Россия

Аннотация. Создание нейронной сети, способной распознать зашумленный RFID сигнал и определить его принадлежность к одной из категорий при помощи языка программирования python.

Ключевые слова: нейронная сеть, классификация изображений, компьютерное зрение, радиочастотная идентификация, RFID сигналы, шум, компьютерное моделирование, язык программирования python.

CREATION OF NEURAL NETWORK FOR CLASSIFICATION OF NOISY RADIO FREQUENCY IDENTIFICATION SIGNALS

D. S. Kluev¹, D. L. Myasnikov¹

¹ Povelzhskiy State University of Telecommunications and Informatics (PSUTI),
Samara, Russia

Abstract. Creating a neural network capable of recognizing a noisy RFID signal and determining whether it belongs to one of the categories using the python programming language.

Keywords: радиочастотная идентификация, RFID-сигналы, шум, набор данных, обучающий набор для нейронной сети, компьютерное моделирование генерации изображений, язык программирования python.

1. ВВЕДЕНИЕ

Для повышения помехоустойчивости RFID систем предложен способ, позволяющий классифицировать изображения, на которых представлена структура сигнала, закодированного меткой радиочастотной идентификации, подверженного воздействию помехи.

2. ОПИСАНИЕ НЕЙРОННОЙ СЕТИ

Создание модели происходит на языке программирования python с применением Tensorflow/Keras

Создаем модель

```
model = keras.Sequential([
```

Создание входного слоя с определением размера изображения

```
    Input(shape = (300, 225, 3)), # Указываем форму ввода
```

Нормализации данных

```
    layers.Rescaling(1./255),
```

Аугментация данных

```
    layers.RandomRotation(0.2),
```

```
    layers.RandomZoom(0.2),
```

```
    layers.RandomContrast(0.2),
```

Создание сверточных слоев

```

layers.Conv2D(32, (3, 3), activation='relu'),
layers.MaxPooling2D((2, 2)),
layers.Conv2D(64, (3, 3), activation='relu'),
layers.MaxPooling2D((2, 2)),
layers.Conv2D(128, (3, 3), activation='relu'),
layers.MaxPooling2D(2, 2),
layers.Conv2D(256, (3, 3), activation='relu'),
layers.MaxPooling2D(2, 2),
Переход к полносвязанным слоям
    layers.Flatten(),
    layers.Dense(256, activation='relu'),
Регуляризация
    layers.Dropout(0.2),           #
    layers.Flatten(),
    layers.Dense(512, activation='relu'),
    layers.Dense(num_classes)
])
Компиляция модели
model.compile(
    optimizer='adam',
    loss=tf.keras.losses.SparseCategoricalCrossentropy(from_logits=True),
    metrics=['accuracy'])

```

Получаем сеть с несколькими сверточными слоями, пулинговыми слоями для снижения размерности и двумя полносвязанными слоями по 256 и 512 нейронов соответственно. Размер фильтров выбран 3x3, максимизация по окнам размером 2x2.

Всего получено 13,104,194 тренировочных параметров.

Layer (type)	Output Shape	Param #
rescaling (Rescaling)	(None, 300, 225, 3)	0
random_rotation (RandomRotation)	(None, 300, 225, 3)	0
random_zoom (RandomZoom)	(None, 300, 225, 3)	0
random_contrast (RandomContrast)	(None, 300, 225, 3)	0
conv2d (Conv2D)	(None, 298, 223, 32)	896
max_pooling2d (MaxPooling2D)	(None, 149, 111, 32)	0
conv2d_1 (Conv2D)	(None, 147, 109, 64)	18,496
max_pooling2d_1 (MaxPooling2D)	(None, 73, 54, 64)	0
conv2d_2 (Conv2D)	(None, 71, 52, 128)	73,856
max_pooling2d_2 (MaxPooling2D)	(None, 35, 26, 128)	0
conv2d_3 (Conv2D)	(None, 33, 24, 256)	295,168
max_pooling2d_3 (MaxPooling2D)	(None, 16, 12, 256)	0
flatten (Flatten)	(None, 49152)	0
dense (Dense)	(None, 256)	12,583,168
dropout (Dropout)	(None, 256)	0
flatten_1 (Flatten)	(None, 256)	0
dense_1 (Dense)	(None, 512)	131,584
dense_2 (Dense)	(None, 2)	1,026

Рис. 1. Структура нейронной сети

Задаем количество эпох

epochs = 20

Запускаем обучение

history = model.fit(

train_ds,

validation_data=val_ds,

epochs=epochs)

Получаем 117 шагов на каждой эпохе, поскольку величина батча = 64, а общее число тренировочных изображений для обучения составляет 7477.

```
Total params: 13,104,194 (49.99 MB)
Trainable params: 13,104,194 (49.99 MB)
Non-trainable params: 0 (0.00 B)
Epoch 1/20
117/117 127s 235ms/step - accuracy: 0.5485 - loss: 0.7734 - val_accuracy: 0.5613 - val_loss: 0.6545
Epoch 2/20
117/117 35s 137ms/step - accuracy: 0.6932 - loss: 0.5454 - val_accuracy: 0.9540 - val_loss: 0.1509
Epoch 3/20
117/117 16s 138ms/step - accuracy: 0.9243 - loss: 0.1941 - val_accuracy: 0.9797 - val_loss: 0.0442
Epoch 4/20
117/117 21s 139ms/step - accuracy: 0.9794 - loss: 0.0604 - val_accuracy: 0.9968 - val_loss: 0.0122
Epoch 5/20
117/117 16s 139ms/step - accuracy: 0.9875 - loss: 0.0303 - val_accuracy: 1.0000 - val_loss: 5.2420e-04
Epoch 6/20
117/117 21s 140ms/step - accuracy: 0.9924 - loss: 0.0209 - val_accuracy: 0.9989 - val_loss: 0.0026
Epoch 7/20
117/117 16s 140ms/step - accuracy: 0.9950 - loss: 0.0166 - val_accuracy: 1.0000 - val_loss: 5.1057e-05
Epoch 8/20
117/117 17s 143ms/step - accuracy: 0.9982 - loss: 0.0047 - val_accuracy: 1.0000 - val_loss: 1.5708e-04
Epoch 9/20
117/117 17s 141ms/step - accuracy: 0.9988 - loss: 0.0047 - val_accuracy: 1.0000 - val_loss: 0.0024
Epoch 10/20
117/117 21s 141ms/step - accuracy: 0.9961 - loss: 0.0093 - val_accuracy: 1.0000 - val_loss: 7.2337e-05
Epoch 11/20
117/117 20s 142ms/step - accuracy: 0.9982 - loss: 0.0057 - val_accuracy: 1.0000 - val_loss: 3.5093e-05
Epoch 12/20
117/117 21s 142ms/step - accuracy: 0.9944 - loss: 0.0148 - val_accuracy: 1.0000 - val_loss: 1.0209e-04
Epoch 13/20
117/117 20s 142ms/step - accuracy: 0.9960 - loss: 0.0148 - val_accuracy: 1.0000 - val_loss: 4.7811e-04
Epoch 14/20
117/117 17s 145ms/step - accuracy: 0.9996 - loss: 0.0027 - val_accuracy: 1.0000 - val_loss: 1.7655e-05
Epoch 15/20
117/117 17s 143ms/step - accuracy: 0.9984 - loss: 0.0042 - val_accuracy: 1.0000 - val_loss: 4.6120e-05
Epoch 16/20
117/117 17s 143ms/step - accuracy: 0.9927 - loss: 0.0271 - val_accuracy: 1.0000 - val_loss: 2.8144e-04
Epoch 17/20
117/117 17s 143ms/step - accuracy: 0.9962 - loss: 0.0123 - val_accuracy: 1.0000 - val_loss: 2.4618e-04
Epoch 18/20
117/117 17s 146ms/step - accuracy: 0.9971 - loss: 0.0065 - val_accuracy: 1.0000 - val_loss: 3.7170e-05
Epoch 19/20
117/117 20s 143ms/step - accuracy: 0.9995 - loss: 0.0014 - val_accuracy: 1.0000 - val_loss: 2.3383e-05
Epoch 20/20
117/117 17s 144ms/step - accuracy: 0.9997 - loss: 5.7158e-04 - val_accuracy: 1.0000 - val_loss: 4.2870e-04
```

Рис. 2. История завершенного процесса обучения

При формировании графиков точности и потерь в процессе обучения, получаем удовлетворительную статистику для прекращения процесса обучения.

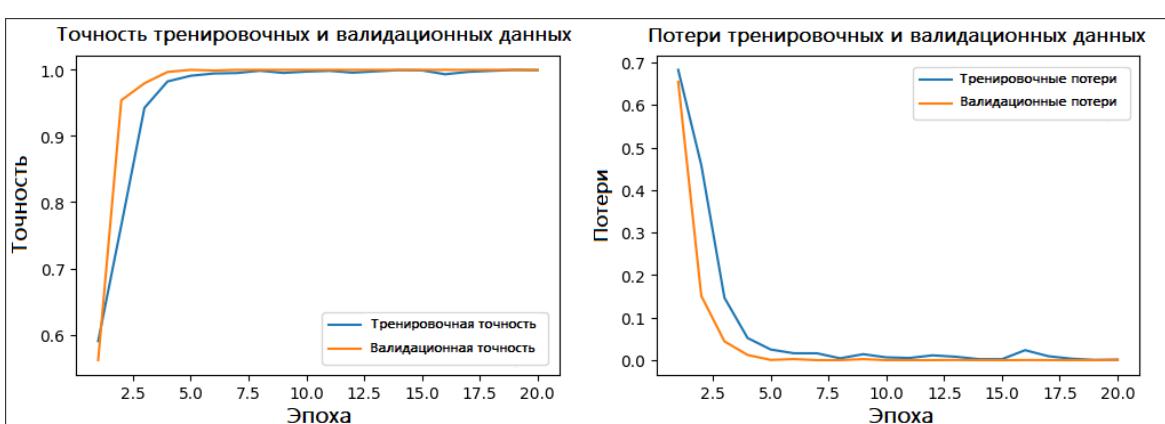


Рис. 3. Графики точности и потерь

Классификация изображений, не входящих в датасет, для тестирования модели и проверки функциональных возможностей.

В первом приближении модели предлагается классифицировать простое для нее изображение, с формой RFID сигнала и минимальным значением уровня помехи.

Результат такой классификации положительный на многократных повторениях, что свидетельствует о правильном функционировании модели.

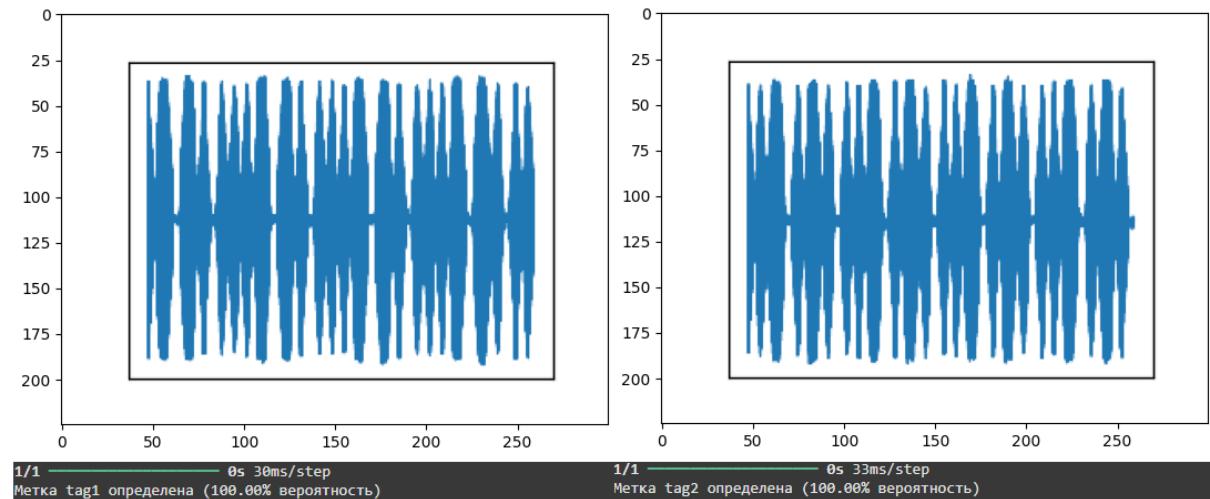


Рис. 4. Успешная классификация изображений сигналов с минимальным уровнем помехи

Во втором приближении модель загружается изображение сильно зашумленного сигнала. В результате классификации модель безошибочно определяет класс с очень высокой вероятностью.

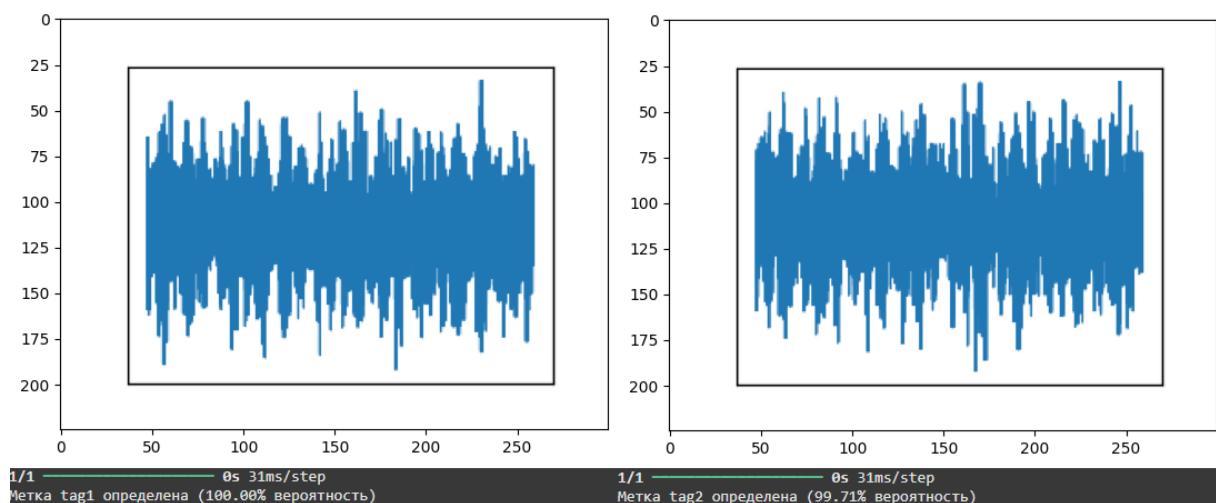


Рис. 5. Успешная классификация изображений сигналов со значительным уровнем помехи

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Опытным путем определена оптимальная структура сверточной нейронной сети, для успешной классификации зашумленных сигналов радиочастотной идентификации, обладающая высокими значениями точности и низкими потерями.

Такой подход может применяться для улучшения помехоустойчивости сигналов в сложных RFID системах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ebtesam Almazrouei. A Deep Learning Approach to Radio Signal Denoising / Ebtesam Almazrouei, Gabriele Gianini, Nawaf Almoosa, Ernesto Damiani // IEEE Access. – 2019.
2. Homa Arab. A Hybrid LSTM-ResNet Deep Neural Network for Noise Reduction and Classification of V-Band Receiver Signals / Homa Arab, Iman Ghaffari, Romaric Mvone Evina, Serioja Ovidiu Ta-tu, Steven Dufour // IEEE Access. – 2022. – Volume 10. – C. 14797–14806.
3. Гудфеллоу Я., Бенджио И., Курвиль А. Глубокое обучение // Москва ДМК Пресс, 2018. - 651 с.
4. Python. Режим доступа: <https://www.python.org>, 11.01.2025.
5. Tensorflow. Режим доступа: <https://www.tensorflow.org>, 11.01.2025
6. Златопольский Д.М. Основы программирования на языке Python. // М.: ДМК Пресс, 2017. – 284 с.

REFERENCES

1. Ebtesam Almazrouei. A Deep Learning Approach to Radio Signal Denoising / Ebtesam Almazrouei, Gabriele Gianini, Nawaf Almoosa, Ernesto Damiani // IEEE Access. - 2019.
2. Homa Arab. A Hybrid LSTM-ResNet Deep Neural Network for Noise Reduction and Classification of V-Band Receiver Signals / Homa Arab, Iman Ghaffari, Romaric Mvone Evina, Serioja Ovidiu Ta-tu, Steven Dufour // IEEE Access. - 2022. - Volume 10. - C. 14797-14806.
3. Goodfellow J., Bengio I., Courville A. Deep learning // Moscow DMK Press, 2018. - 651 c.
4. Python. Access mode: <https://www.python.org>, 11.01.2025.
5. Tensorflow. Access mode: <https://www.tensorflow.org>, 11.01.2025
6. Zlatopolsky D.M. Fundamentals of programming in the Python language. // M.: DMK Press, 2017. - 284 c.

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ КОГЕРЕНТНОГО ПРИЕМА OFDM-СИГНАЛА С ДВУХПОЗИЦИОННОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ ПОДНЕСУЩИХ НА ФОНЕ СЛУЧАЙНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ИМПУЛЬСОВ ГАУССОВСКОЙ ПОМЕХИ

Е. Р. Антипенский, А. А. Волков, К. Ю. Ложкин

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 аналитическое выражение средней вероятности правильного приема OFDM-символа при воздействии на когерентный ODFM-приемник сигналов с двухпозиционной фазовой манипуляцией импульсно-периодической гауссовской помехи со случайным включением импульсов. Проведены расчеты зависимостей средней вероятности правильного приема OFDM-символа от параметров сигнала и помехи для некоторых частных случаев.

Ключевые слова: OFDM-сигнал, двухпозиционная фазовая манипуляция, гауссовская помеха, когерентный приемник.

EVALUATION OF THE EFFECTIVENESS OF COHERENT RECEPTION OF AN OFDM SIGNAL WITH TWO-POSITION PHASE MANIPULATION OF SUBCARRIERS AGAINST THE BACKGROUND OF A RANDOM SEQUENCE OF GAUSSIAN INTERFERENCE PULSES

E. R. Antipensky, A. A. Volkov, K. Yu. Lozhkin

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 analytical expression of the average probability of correct reception of the OFDM symbol is obtained when a coherent ODFM receiver is exposed to signals with two-position phase manipulation of pulse-periodic Gaussian interference with random switching on of pulses. The dependences of the average probability of correct reception of the OFDM symbol on the signal and interference parameters for some special cases have been calculated.

Keywords: OFDM signal, two-position phase manipulation, Gaussian interference, coherent receiver.

1. ВВЕДЕНИЕ

Технология мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – OFDM) находит широкое применение в современных системах передачи данных гражданского и военного назначения благодаря ряду принципиальных преимуществ [1,2]. Поэтому исследования эффективности приема OFDM-сигналов в условиях воздействия различных видов помех являются актуальными.

Известны результаты исследований эффективности когерентного приема OFDM-сигнала с наиболее помехоустойчивой двухпозиционной фазовой манипуляцией поднесущих в условиях воздействия импульсно-периодической гауссовской помехи [3]. Однако данные результаты не позволяют оценить эффективность приема указанного

сигнала в условиях воздействия случайной последовательности импульсов гауссовой помехи, являющейся удовлетворительной моделью преднамеренной помехи, созданной по результатам обнаружения полезного сигнала в паузах между детерминированными тактовыми интервалами подавления.

Эффективность приема полезного сигнала принято оценивать по вероятностным показателям. Для сигнала, ограниченного во времени, таким показателем может служить усредненная по длительности пакета OFDM-символов вероятность правильного приема OFDM-символа.

Цель работы – оценка средней вероятности правильного приема OFDM-символа, передаваемого посредством сигналов с двухпозиционной фазовой манипуляцией, в условиях воздействия случайной последовательности импульсов гауссовой помехи, созданной по результатам обнаружения полезного сигнала в паузах между детерминированными тактовыми интервалами подавления.

2. ОЦЕНКА СРЕДНЕЙ ВЕРОЯТНОСТИ ПРАВИЛЬНОГО ПРИЕМА OFDM-СИМВОЛА НА ФОНЕ СЛУЧАЙНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ИМПУЛЬСОВ ГАУССОВСКОЙ ПОМЕХИ

При решении задачи будет считаться, что включение каждого импульса помехи происходит независимо с вероятностью $p_{\text{вкл}}$, а длительности импульсов τ_r и межимпульсных пауз τ_α помехи детерминированы и кратны длительности информационного символа (тактового интервала) T_s передаваемого пакета:

$$\tau_r = rT_s, \quad \tau_\alpha = \alpha T_s, \quad (1)$$

где r и α – натуральные числа, представляющие собой нормированные длительности импульсов и межимпульсных пауз помехи.

Также будет считаться, что OFDM-приемник содержит L независимых подканалов, а длительность информационного пакета $T_{\text{пак}}$ равна:

$$T_{\text{пак}} = \beta T_s, \quad (2)$$

где β – натуральное число, представляющее собой количество OFDM-символов в пакете.

Поскольку подканалы OFDM-приемника независимы, то событие, заключающееся в правильном приеме OFDM-символа на тактовом интервале, состоит из совместного появления L событий, каждое из которых заключается в правильном приеме информационного символа в своем подканале. Согласно теореме произведения вероятностей вероятность приема k -го OFDM-символа будет равна p_k^L , где p_k – вероятность приема k -го информационного символа в подканале OFDM-приемника.

Если на передаваемый пакет попадает m помеховых импульсов, то среднюю на интервале длительности пакета условную вероятность правильного приема OFDM-символа можно представить формулой:

$$P_{\text{пп}}(m) = \frac{1}{T_{\text{пак}}} \sum_{k=1}^{\beta} p_k^L(m) T_s = \frac{1}{\beta} \sum_{k=1}^{\beta} p_k^L(m). \quad (3)$$

Часть символов пакета будет приниматься без помех с единичной вероятностью правильного приема. Оставшаяся часть символов будет приниматься в условиях воздействия случайной последовательности помеховых импульсов. При этом некоторые символы будут накрыты частично. Если символ накрыт помехой менее, чем на половину его длительности, то он будет считаться не накрытым, а если на половину и более, то накрытым полностью.

Вероятности правильного приема каждого из полностью накрытых символов равны друг другу и определяются по формуле [4]:

$$p_{\text{пп}} = \Phi^*(\sqrt{2}h), \quad (4)$$

где h – отношение сигнал-помеха (отношение действующего напряжения полезного сигнала к действующему напряжению шума в полосе частот приемного подканала); $\Phi^*(\zeta)$ – нормальная функция распределения [5]:

$$\Phi^*(\zeta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\zeta} e^{-\frac{v^2}{2}} dv. \quad (5)$$

На основании (3) с учетом (4) среднюю условную вероятность правильного приема ODFM-символа можно записать в виде:

$$P_{\text{пп}}(m) = \frac{1}{\beta} (\rho_m p_{\text{пп}}^L + \beta - \rho_m) = 1 - \frac{\rho_m}{\beta} (1 - p_{\text{пп}}^L) = 1 - \frac{\tau_{\text{пер сп } m}}{\beta T_S} (1 - p_{\text{пп}}^L), \quad (6)$$

где $\rho_m = \tau_{\text{пер сп } m}/T_S$ – количество накрытых помехой символов пакета при попадании на него m импульсов; $\tau_{\text{пер сп } m}$ – среднее время перекрытия помехи и пакета при попадании на него m импульсов.

Величина $\tau_{\text{пер сп } m}$ зависит от количества импульсов помехи, попадающих на пакет, и соотношения параметров τ_r , τ_α и $T_{\text{пак}}$. Получение общего выражения для расчета среднего времени перекрытия связано со значительными вычислительными трудностями. Однако аналитические выражения величины $\tau_{\text{пер сп } m}$ могут быть получены в некоторых частных случаях.

За время приема пакета может появиться разное количество помеховых импульсов. Каждое появление импульса представляет собой случайное независимое событие, которое может произойти с вероятностью $p_{\text{вкл}}$ в последовательной серии повторяющихся опытов. Вероятность появления такого события заданное количество раз в M опытах определяется по теореме о повторении опытов [5]. В решаемой задаче под количеством опытов следует понимать максимальное количество импульсов, которое при заданном соотношении параметров τ_r , τ_α и $T_{\text{пак}}$ может попасть полностью или частично на передаваемый пакет ODFM-символов. Таким образом, вероятность включения ровно m импульсов из M возможных будет равна:

$$P_{\text{вкл}}(m, M) = C_M^m p_{\text{вкл}}^m (1 - p_{\text{вкл}})^{M-m}, \quad (7)$$

где C_M^m – число сочетаний:

$$C_M^m = \frac{M!}{m!(M-m)!}. \quad (8)$$

Общее выражение средней вероятности правильного приема ODFM-символа определяется по формуле полной вероятности [5]:

$$P = \sum_{m=0}^M P_{\text{вкл}}(m, M) P_{\text{пп}}(m) = \sum_{m=0}^M C_M^m p_{\text{вкл}}^m (1 - p_{\text{вкл}})^{M-m} \left(1 - \frac{\tau_{\text{пер сп } m}}{\beta T_S} (1 - p_{\text{пп}}^L) \right). \quad (9)$$

В случае длинных импульсов и длинных межимпульсных пауз помехи, т.е. при $\tau_r \geq T_{\text{пак}}$ и $\tau_\alpha \geq T_{\text{пак}}$, максимальное количество импульсов, которое может полностью накрыть пакет или частично попасть на него, равно одному. Иллюстрация варианта накрытия передаваемого пакета в данном случае показана на рисунке 1. В выбранной системе отсчета времени момент начала передаваемого пакета t_0 распределен равномерно в интервале $0 < t_0 < \tau_r + \tau_\alpha$.

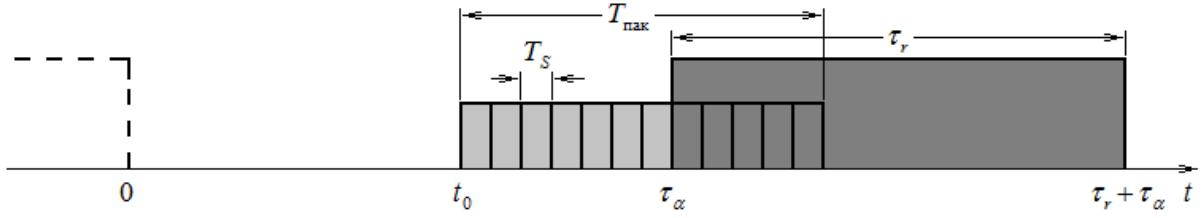


Рис. 1. Вариант накрытия передаваемого пакета символов помехой в случае длинных импульсов и длинных межимпульсных пауз

Из рисунка 1 видно, что в зависимости от t_0 время перекрытия помехи и передаваемого пакета $\tau_{\text{непр}}$ на периоде повторения импульсов будет определяться выражением:

$$\tau_{\text{непр}} = \begin{cases} 0, & 0 \leq t_0 \leq \tau_\alpha - T_{\text{пак}}, \\ t_0 - (\tau_\alpha - T_{\text{пак}}), & \tau_\alpha - T_{\text{пак}} \leq t_0 \leq \tau_\alpha, \\ T_{\text{пак}}, & \tau_\alpha \leq t_0 \leq \tau_r + \tau_\alpha - T_{\text{пак}}, \\ \tau_r + \tau_\alpha - t_0, & \tau_r + \tau_\alpha - T_{\text{пак}} \leq t_0 \leq \tau_r + \tau_\alpha. \end{cases} \quad (10)$$

Среднее за период времени перекрытия помехи и пакета равно:

$$\tau_{\text{непрср}} = \frac{1}{\tau_r + \tau_\alpha} \int_0^{\tau_r + \tau_\alpha} \tau_{\text{непр}} dt_0 = \frac{1}{\tau_r + \tau_\alpha} \left(\int_{\tau_\alpha - T_{\text{пак}}}^{\tau_\alpha} (t_0 - (\tau_\alpha - T_{\text{пак}})) dt_0 + \right. \\ \left. + T_{\text{пак}} \int_{\tau_\alpha}^{\tau_r + \tau_\alpha - T_{\text{пак}}} dt_0 + \int_{\tau_r + \tau_\alpha - T_{\text{пак}}}^{\tau_r + \tau_\alpha} (\tau_r + \tau_\alpha - t_0) dt_0 \right). \quad (11)$$

Вычисление интегралов в (11) дает:

$$\tau_{\text{непрср}} = \frac{\tau_r T_{\text{пак}}}{\tau_r + \tau_\alpha} = \frac{r\beta}{r + \alpha} T_s. \quad (12)$$

В случае коротких импульсов и длинных межимпульсных пауз помехи, т.е. при $\tau_r < T_{\text{пак}}$ и $\tau_\alpha \geq T_{\text{пак}}$, пакет может быть накрыт только частично одним импульсом. Иллюстрация варианта накрытия передаваемого пакета в данном случае показана на рисунке 2. Как и в предыдущем случае, момент начала импульса будет распределен равномерно в интервале $0 < t_0 < \tau_r + \tau_\alpha$.

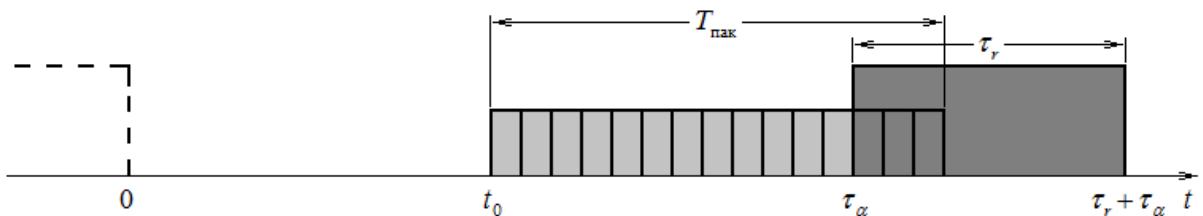


Рис. 2. Вариант накрытия передаваемого пакета символов помехой в случае коротких импульсов и длинных межимпульсных пауз

Из рисунка 2 видно, что время перекрытия помехи и передаваемого пакета равно:

$$\tau_{\text{неп 1}} = \begin{cases} 0, & 0 \leq t_0 \leq \tau_\alpha - T_{\text{пак}}, \\ t_0 - (\tau_\alpha - T_{\text{пак}}), & \tau_\alpha - T_{\text{пак}} \leq t_0 \leq \tau_r + \tau_\alpha - T_{\text{пак}}, \\ \tau_r, & \tau_r + \tau_\alpha - T_{\text{пак}} \leq t_0 \leq \tau_\alpha, \\ \tau_r + \tau_\alpha - t_0, & \tau_\alpha \leq t_0 \leq \tau_r + \tau_\alpha. \end{cases} \quad (13)$$

Среднее за период времени перекрытия помехи и пакета равно:

$$\begin{aligned} \tau_{\text{неп cp 1}} = \frac{1}{\tau_r + \tau_\alpha} \int_0^{\tau_r + \tau_\alpha} \tau_{\text{неп 1}} dt_0 = \frac{1}{\tau_r + \tau_\alpha} \left(\int_{\tau_\alpha - T_{\text{пак}}}^{\tau_r + \tau_\alpha - T_{\text{пак}}} (t_0 - (\tau_\alpha - T_{\text{пак}})) dt_0 + \right. \\ \left. + \tau_r \int_{\tau_r + \tau_\alpha - T_{\text{пак}}}^{\tau_\alpha} dt_0 + \int_{\tau_\alpha}^{\tau_r + \tau_\alpha} (\tau_r + \tau_\alpha - t_0) dt_0 \right). \end{aligned} \quad (14)$$

Вычисление среднего времени перекрытия дает результат, аналогичный (12):

$$\tau_{\text{неп cp 1}} = \frac{\tau_r T_{\text{пак}}}{\tau_r + \tau_\alpha} = \frac{r\beta}{r + \alpha} T_S. \quad (15)$$

Таким образом, при длительности межимпульсной паузы, превышающей длительность пакета, и произвольной длительности импульса помехи, среднююю вероятность правильного приема ODFM-символа в соответствии с (9) можно оценить по формуле:

$$P = 1 - p_{\text{вкл}} \frac{r}{r + \alpha} (1 - p_{\text{пп}}^L) = 1 - \frac{p_{\text{вкл}}}{Q} (1 - p_{\text{пп}}^L), \quad (16)$$

где $Q = (r + \alpha)/r$ – скважность последовательности импульсов помехи.

В случае длинных импульсов и коротких межимпульсных пауз помехи, т.е. при $\tau_r \geq T_{\text{пак}}$ и $\tau_\alpha < T_{\text{пак}}$, пакет может быть либо накрыт полностью или частично одним импульсом, либо накрыт частично двумя импульсами. На рисунке 3 показаны варианты накрытия передаваемого пакета одним и двумя импульсами помехи.

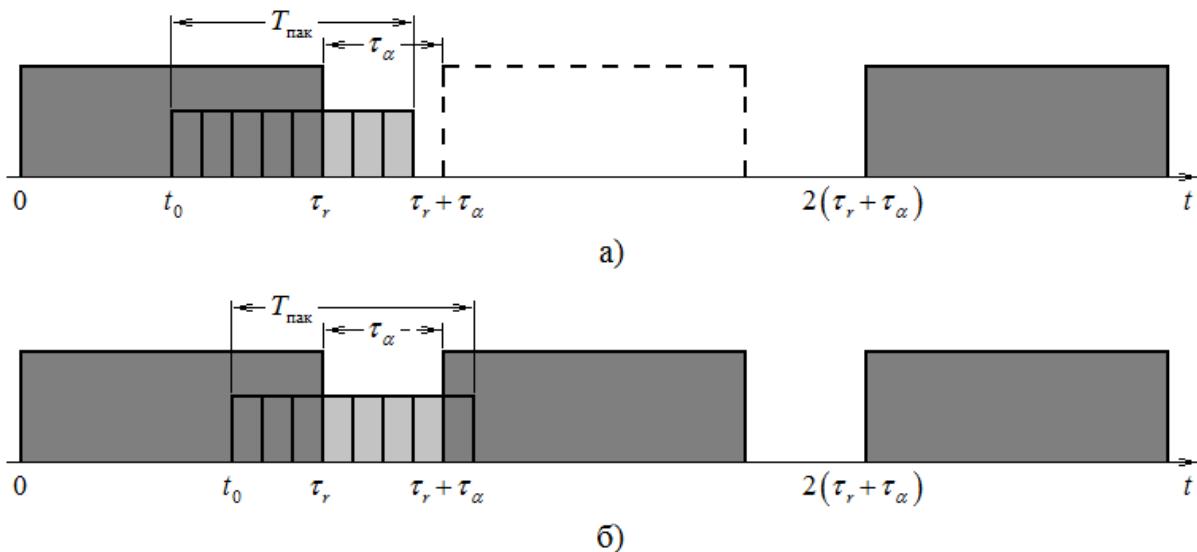


Рис. 3. Варианты накрытия передаваемого пакета символов помехой в случае длинных импульсов и коротких межимпульсных пауз: а) при включении одного импульса помехи; б) при включении двух импульсов помехи

Из рисунка 3 а) видно, что при включении одного импульса конфигурация помехи будет повторяться через два периода повторения импульсов, а момент начала импульса будет распределен равномерно в интервале $0 < t_0 < 2(\tau_r + \tau_\alpha)$. Время перекрытия помехи и передаваемого пакета в данном случае будет определяться выражением:

$$\tau_{\text{пер}1} = \begin{cases} T_{\text{пак}}, & 0 \leq t_0 \leq \tau_r - T_{\text{пак}}, \\ \tau_r - t_0, & \tau_r - T_{\text{пак}} \leq t_0 \leq \tau_r, \\ 0, & \tau_r \leq t_0 \leq 2(\tau_r + \tau_\alpha) - T_{\text{пак}}, \\ t_0 - 2(\tau_r + \tau_\alpha) + T_{\text{пак}} & 2(\tau_r + \tau_\alpha) - T_{\text{пак}} \leq t_0 \leq 2(\tau_r + \tau_\alpha). \end{cases} \quad (17)$$

Среднее за два периода времени перекрытия одного импульса помехи и пакета равно:

$$\begin{aligned} \tau_{\text{пер cp}1} = \frac{1}{2(\tau_r + \tau_\alpha)} \int_0^{2(\tau_r + \tau_\alpha)} \tau_{\text{пер}1} dt_0 = \frac{1}{2(\tau_r + \tau_\alpha)} \left(\int_0^{\tau_r - T_{\text{пак}}} T_{\text{пак}} dt_0 + \right. \\ \left. + \int_{\tau_r - T_{\text{пак}}}^{\tau_r} (\tau_r - t_0) dt_0 + \int_{2(\tau_r + \tau_\alpha) - T_{\text{пак}}}^{2(\tau_r + \tau_\alpha)} (t_0 - 2(\tau_r + \tau_\alpha) + T_{\text{пак}}) dt_0 \right). \end{aligned} \quad (18)$$

Вычисление интегралов в (18) дает:

$$\tau_{\text{пер cp}1} = \frac{\tau_r T_{\text{пак}}}{2(\tau_r + \tau_\alpha)} = \frac{1}{2} \frac{r\beta}{r + \alpha} T_S. \quad (19)$$

Из рисунка 3 б) видно, что при включении двух импульсов конфигурация помехи будет повторяться через один период повторения импульсов. Момент начала импульса будет распределен равномерно в интервале $0 < t_0 < \tau_r + \tau_\alpha$. Время перекрытия в данном случае равно:

$$\tau_{\text{пер}2} = \begin{cases} T_{\text{пак}}, & 0 \leq t_0 \leq \tau_r - T_{\text{пак}}, \\ \tau_r - t_0, & \tau_r - T_{\text{пак}} \leq t_0 \leq \tau_r + \tau_\alpha - T_{\text{пак}}, \\ T_{\text{пак}} - \tau_\alpha, & \tau_r + \tau_\alpha - T_{\text{пак}} \leq t_0 \leq \tau_r, \\ t_0 - (\tau_r + \tau_\alpha) + T_{\text{пак}} & \tau_r \leq t_0 \leq \tau_r + \tau_\alpha. \end{cases} \quad (20)$$

Среднее за период времени перекрытия двух импульсов помехи и пакета равно:

$$\begin{aligned} \tau_{\text{пер cp}2} = \frac{1}{\tau_r + \tau_\alpha} \int_0^{\tau_r + \tau_\alpha} \tau_{\text{пер}2} dt_0 = \frac{1}{\tau_r + \tau_\alpha} \left(\int_0^{\tau_r - T_{\text{пак}}} T_{\text{пак}} dt_0 + \right. \\ \left. + \int_{\tau_r - T_{\text{пак}}}^{\tau_r + \tau_\alpha - T_{\text{пак}}} (\tau_r - t_0) dt_0 + \int_{\tau_r + \tau_\alpha - T_{\text{пак}}}^{\tau_r + \tau_\alpha} (T_{\text{пак}} - \tau_\alpha) dt_0 + \int_{\tau_r}^{\tau_r + \tau_\alpha} (t_0 - (\tau_r + \tau_\alpha) + T_{\text{пак}}) dt_0 \right) \end{aligned} \quad (21)$$

Вычисление интегралов в (21) дает:

$$\tau_{\text{пер cp}2} = \frac{\tau_r T_{\text{пак}}}{\tau_r + \tau_\alpha} = \frac{r\beta}{r + \alpha} T_S. \quad (22)$$

В соответствии с (9) вероятность правильного приема ODFM-символа при длинных импульсах помехи и коротких межимпульсных паузах будет равна:

$$P = (1 - p_{\text{вкл}})^2 + 2p_{\text{вкл}}(1 - p_{\text{вкл}}) \left(1 - \frac{\tau_{\text{пер cp}1}}{\beta T_S} (1 - p_{\text{пп}}^L) \right) + p_{\text{вкл}}^2 \left(1 - \frac{\tau_{\text{пер cp}2}}{\beta T_S} (1 - p_{\text{пп}}^L) \right), \quad (23)$$

Подстановка (19) и (22) в (23) и выполнение математических преобразований приводит к выражению:

$$P = 1 - p_{\text{вкл}} \frac{r}{r + \alpha} (1 - p_{\text{пр}}^L) = 1 - p_{\text{вкл}} \frac{1}{Q} (1 - p_{\text{пр}}^L), \quad (24)$$

Как видно, формула (24) совпадает с формулой (16).

Для всех рассмотренных выше случаев при малых отношениях сигнал-помеха и большом количестве подканалов ODFM-приемника, т.е. при $p_{\text{пр}}^L \approx 0$, средняя вероятность правильного приема ODFM-символа будет приближенно равна:

$$P \approx 1 - p_{\text{вкл}} \frac{r}{r + \alpha} = 1 - \frac{p_{\text{вкл}}}{Q}. \quad (25)$$

При выполнении условия $r \gg \alpha$ вероятность P становится равной:

$$P = 1 - p_{\text{вкл}} (1 - p_{\text{пр}}^L), \quad (26)$$

а при малых отношениях сигнал-помеха стремится к величине:

$$P = 1 - p_{\text{вкл}} (1 - 2^{-L}). \quad (27)$$

3. РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА СРЕДНЕЙ ВЕРОЯТНОСТИ ПРАВИЛЬНОГО ПРИЕМА OFDM-СИМВОЛА

На рисунках 4 – 7 показаны графики зависимостей средней вероятности правильного приема OFDM-символов от нормированной длительности импульса помехи при $h = 0,5$, и различных значениях α и L (рисунки 4, 5 – длинные межимпульсные паузы при $p_{\text{вкл}} = 0,9$ и $p_{\text{вкл}} = 0,5$ соответственно, рисунки 6, 7 – короткие межимпульсные паузы при $p_{\text{вкл}} = 0,9$ и $p_{\text{вкл}} = 0,5$ соответственно).

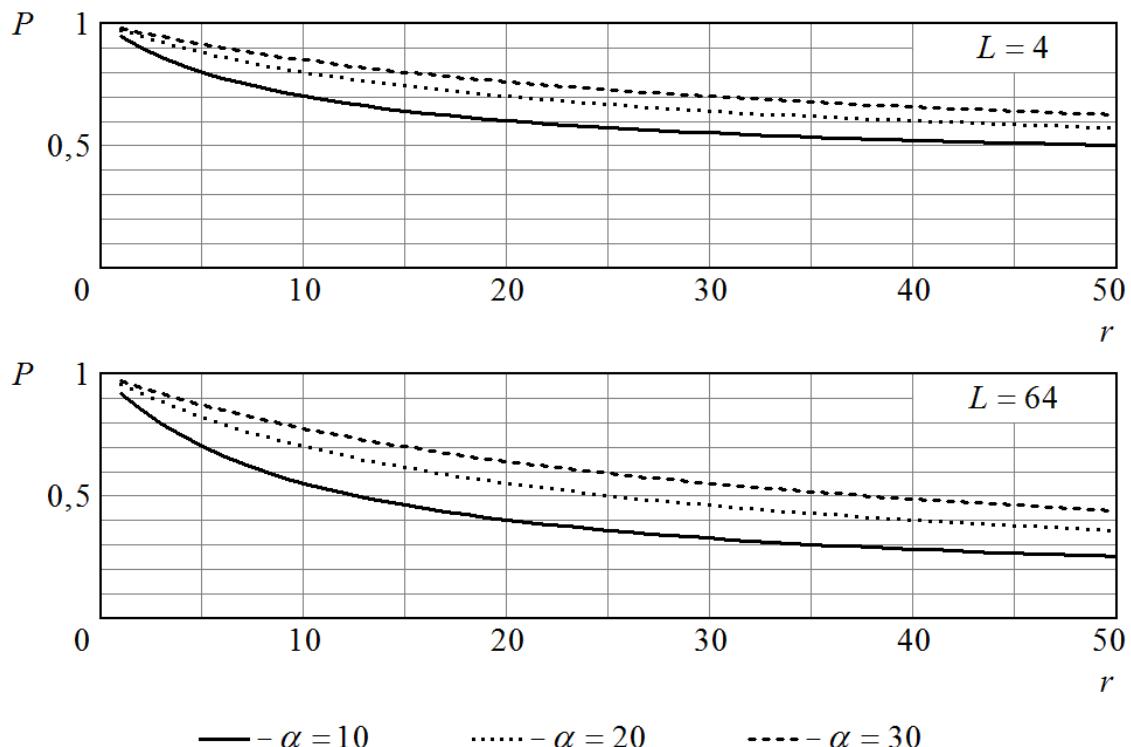


Рис. 4. Зависимости средней вероятности правильного приема OFDM-символов от нормированной длительности импульса помехи при длинных межимпульсных паузах и $p_{\text{вкл}} = 0,9$

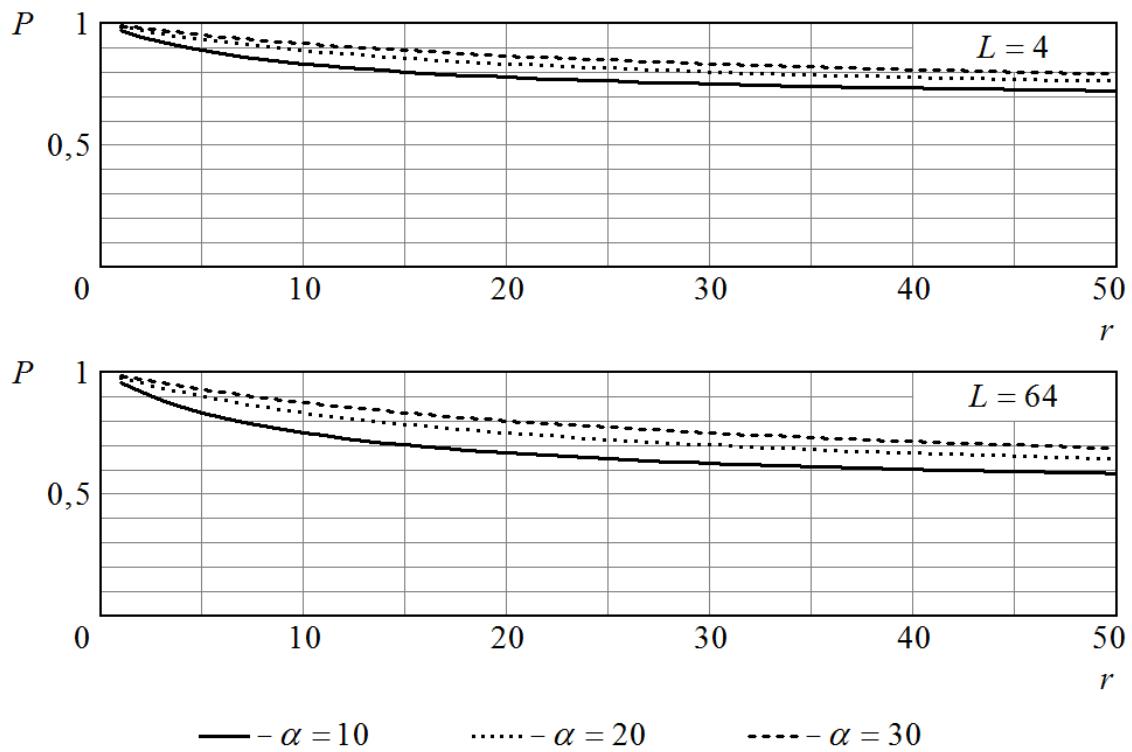


Рис. 5. Зависимости средней вероятности правильного приема OFDM-символов от нормированной длительности импульса помехи при длинных межимпульсных паузах и $p_{\text{вкл}} = 0,5$

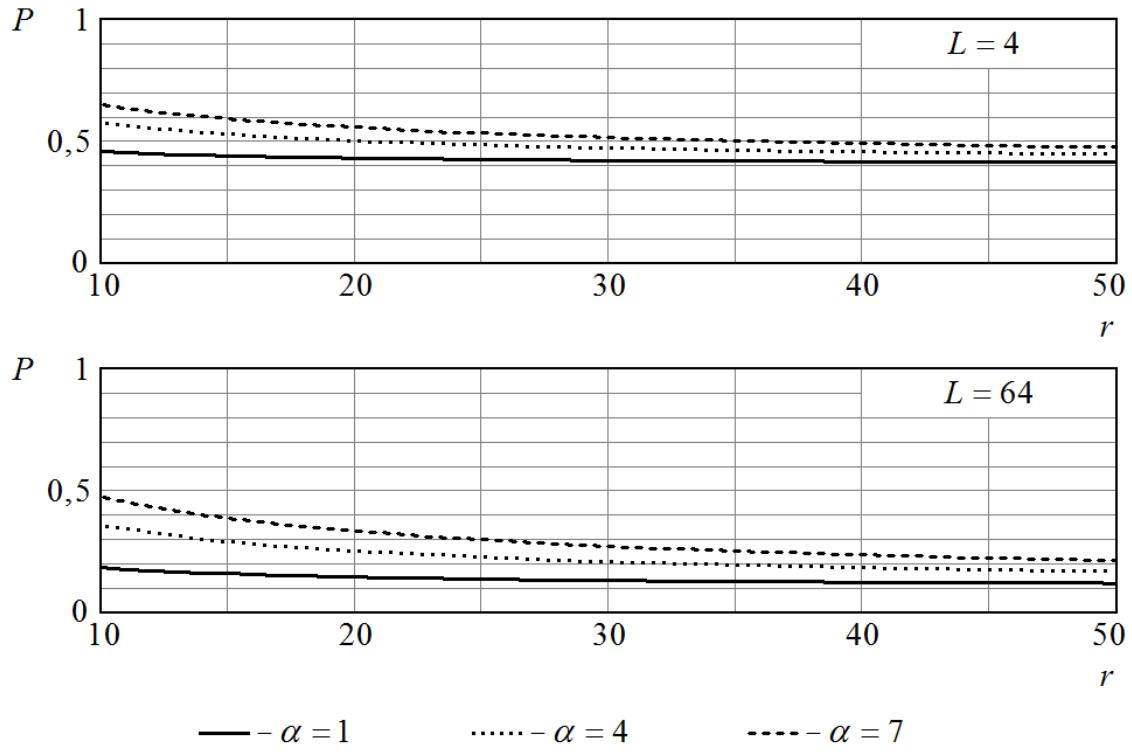


Рис. 6. Зависимости средней вероятности правильного приема OFDM-символов от нормированной длительности импульса помехи при коротких межимпульсных паузах и $p_{\text{вкл}} = 0,9$

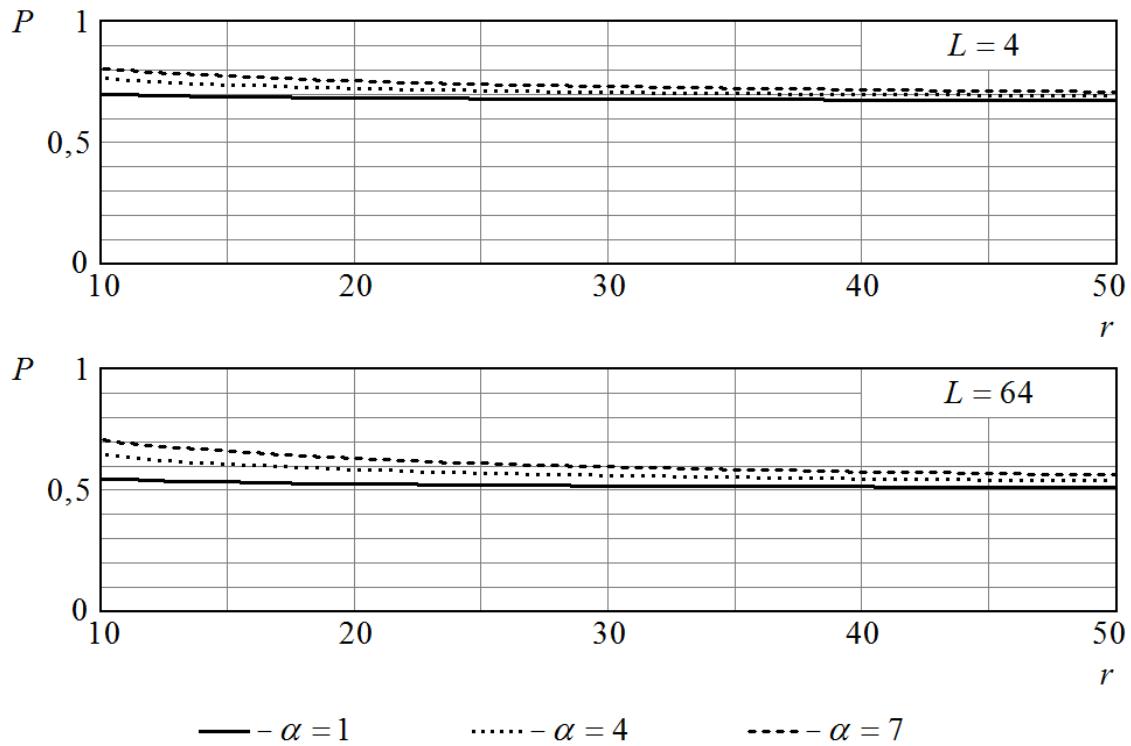


Рис. 7. Зависимости средней вероятности правильного приема OFDM-символов от нормированной длительности импульса помехи при коротких межимпульсных паузах и $p_{\text{вкл}} = 0,5$

Анализ построенных зависимостей показывает, что средняя вероятность правильного приема OFDM-символа тем ниже, чем больше число подканалов в приемнике при прочих равных условиях. При увеличении длительности импульсов помехи и уменьшении длительности межимпульсных пауз вероятность правильного приема снижается. Увеличение вероятности включения импульсов помехи также приводит к снижению вероятности правильного приема.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Методами теории вероятностей получено выражение средней вероятности правильного приема OFDM-символа в когерентном приемнике OFDM-сигналов с двухпозиционной фазовой манипуляцией поднесущих в условиях воздействия случайной последовательности импульсов гауссовой помехи. Установлено, что в случаях, когда длительность межимпульсных пауз или длительность импульсов помехи превышают длительность передаваемого пакета OFDM-символов, при малых отношениях сигнал-помеха и большом количестве подканалов приемника, средняя вероятность правильного приема OFDM-символа определяется вероятностью включения импульсов помехи и ее скважностью. Проведены расчеты зависимостей средней вероятности правильного приема OFDM-символа от нормированной длительности импульса помехи при различных значениях длительности межимпульсных пауз, количества подканалов приемника, вероятности включения импульсов и фиксированном отношении сигнал-помеха. Установлено, что эффективность приема тем выше, чем меньше количество подканалов в системе передачи данных.

ЛИТЕРАТУРА

1. Вишневский В. М., Ляхов А. И., Портной С. Л., Шахнович И.В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. М.: Техносфера, 2005. – 592 с.
2. Сиваков И. Р., Малышев И. И., Сидоров Ю. В. Перспективы использования OFDM сигналов в радиорелейной и тропосферной радиосвязи // Теория и техника радиосвязи, 2016, № 4. – С. 22–27.
3. Антипенский Е. Р., Волков А. А., Ложкин К. Ю. Оценка эффективности воздействия импульсно-периодической помехи на когерентный приемник OFDM-сигналов с двухпозиционной фазовой манипуляцией // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Физика. Математика, 2024, № 1. – С 5 – 17.
4. Антипенский Е. Р., Волков А. А., Ложкин К. Ю. Помехоустойчивость приема OFDM-сигнала с двухпозиционной фазовой модуляцией поднесущих на фоне гауссовской помехи. Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXX Международной научно-технической конференции: в 5 т. Т. 5. Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2024. – С. 34 – 40.
5. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. М.: Наука, 1969. – 576 с.

REFERENCES

1. Vishnevsky V. M., Lyakhov A. I., Portnoy S. L., Shakhnovich I. V. Broadband wireless information transmission networks. Moscow: Tekhnosfera, 2005. – 592 p.
2. Sivakov I. R., Malyshev I. I., Sidorov Yu. V. Prospects for the use of OFDM signals in radio relay and tropospheric radio communications // Theory and technology of radio communication, 2016, No. 4. – Pp. 22–27.
3. Antipensky E. R., Volkov A. A., Lozhkin K. Yu. Evaluation of the effectiveness of the impact of pulse-periodic Gaussian interference on coherent receiver OFDM-signals with two-position phase manipulation // Bulletin of Voronezh State University. Series: Physics. Mathematics, 2024, No. 1. – Pp. 5 – 17.
4. Antipensky E. R., Volkov A. A., Lozhkin K. Yu. Noise immunity of receiving OFDM-signal with two-position phase manipulation of subcarriers against the background of Gaussian interference. Radar, navigation, communications: collection of works of the XXX International scientific and technical conference: in 5 volumes. Vol. 5. Voronezh: Publishing house of VSU, 2024. – Pp. 34 – 40.
5. Wentzel E. S. Probability theory. Moscow: Nauka, 1969. – 576 p.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИИ SDR ДЛЯ МОНИТОРИНГА РАДИОЧАСТОТНОГО СПЕКТРА

И.В. Гилев¹, В.В. Юркин¹

¹Воронежский институт МВД России, г. Воронеж, Российской Федерации

Аннотация. В данной работе рассмотрены варианты использования технологии SDR в сфере мониторинга радиочастотного спектра. Рассмотрены примеры применения программно-определенного приемопередатчика для решения различных задач. Авторами предложено использование SDR-приемника совместно с программным обеспечением (ПО) GNU Radio для анализа спектра информационного сигнала беспроводных систем связи. Разработана модель системы, позволяющая осуществлять анализ спектральных характеристик и аудио контроль сигналов с амплитудной и частотной модуляцией.

Ключевые слова: спектр сигнала; средства связи; электромагнитная совместимость; информационный сигнал.

USING SDR TECHNOLOGY FOR MONITORING THE RADIO FREQUENCY SPECTRUM

I.V. Gilev¹, V.V. Yurkin¹

¹Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia, Voronezh, Russia

Abstract. This paper is devoted to the use of SDR technology in the field of radio frequency spectrum monitoring. Examples of the application of a software-defined transceiver for solving various tasks are considered. The authors proposed using an SDR receiver in conjunction with GNU Radio software to analyze the information signal spectrum of wireless communication systems. A system model has been developed that allows for the analysis of spectral characteristics and audio monitoring of amplitude and frequency modulated signals.

Keywords: signal spectrum; means of communication; electromagnetic compatibility; information signal.

1. ВВЕДЕНИЕ

Ежегодно в Российской Федерации количество радиоэлектронных средств (РЭС) различного назначения увеличивается в среднем на 5-8% и по результатам 2024 года составляет более 2,5 миллионов единиц и будет продолжать расти в связи с использованием стандартов 5-го поколения.

В связи с этим возникает необходимость оценки, измерения и контроля за параметрами излучений РЭС, сетей и систем радиосвязи, отдельных РЭС и высокочастотных устройств, источников индустриальных излучений, поиска источников помех и незаконно работающих РЭС и высокочастотных устройств.

Одни из решения таких задач является применение технологии программно-определенного радио.

Программно-определенные радиосистемы (Software-defined radio, SDR) – радиопередатчик и/или радиоприемник, позволяющий с помощью ПО устанавливать или изменять радиочастотные параметры, такие как диапазон частот, тип модуляции или выходную мощность, за исключением изменения рабочих параметров, используемых в ходе предварительной настройки радиоустройства. Это позволяет эффективно адаптировать и настраивать устройство в зависимости от конкретной задачи, включая или отключая отдельные модули без изменения аппаратной части.

Возможности использования технологии SDR достаточно разнообразны. Приемопередатчик, работающий в соответствии с технологией SDR может быть использован в качестве средства, решающего следующие основные задачи:

- Мониторинг радиочастотного спектра с целью оценки параметров радиоизлучения, оценка занятости радиочастотных каналов, модуляции.
- Использование SDR с направленными антеннами в качестве средства для локализации источника мешающего радиоизлучения.
- Декодирование и демодулирование различных видов сигналов в том числе с цифровой модуляцией DMR, APCO25, IDAS и другие.

Далее будет рассмотрена возможность использование SDR совместно с ПО GNU Radio для осуществления мониторинга радиочастотного спектра.

2. РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ В ПО GNU RADIO

Авторами разработана функциональная модель приемника радиосигнала с подключенным анализатором спектра для исследования характеристик сигнала и возможности аудио контроля передаваемого сообщения от аналогового радиосредства. Для исследования принимаемого сигнала потребуется непосредственно сам SDR приемник (RTL-SDR), персональный компьютер с установленным ПО GNU Radio (рис.1).

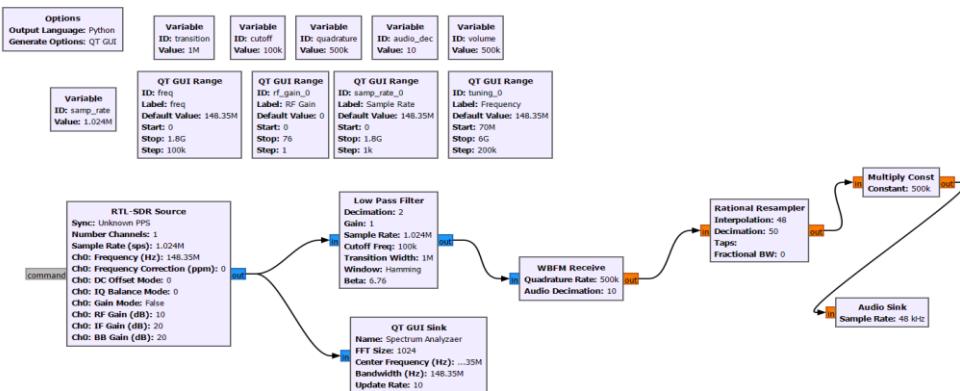


Рис. 1. Структурная схема подключенного SDR приемника в GNU Radio

Для исследования спектральных характеристик сигнала аналогового радиосредства была осуществлена настройка модели под соответствующие параметры (частотная модуляция, ОВЧ-диапазон). В результате получаем спектр сигнала представленный на рис. 2.

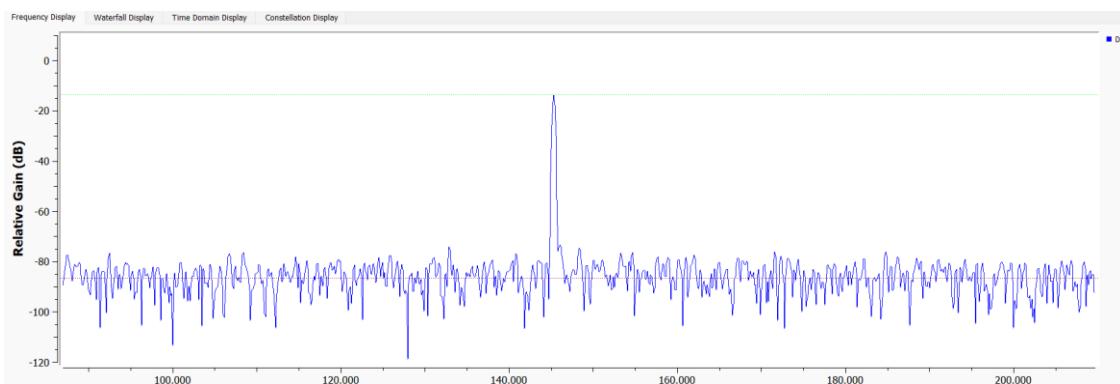


Рис. 2. Спектр сигнала, аналогового радиосредства в ОВЧ-диапазоне

Из рис. 2 видно, что наблюдаемая несущая, соответствует корректной настройки оборудования, а также отсутствует занятости соседних частотных каналов, которые могут оказывать влияние на работу имеющегося. Так же был осуществлен аудио-контроль передаваемых сообщений и осуществлена проверка корректности ведения радиопереговоров.

Еще одной из возможностей разработанной модели является наблюдение сигнального водопада, что может быть полезно при радиомонитринге цифровых средств беспроводной связи. Для этого была осуществлена настройка параметров модели для приема сигнала цифрового радиосредства, работающего в диапазоне УВЧ (стандарт DMR), сигнальный водопад которого возможно пронаблюдать на рис. 3.

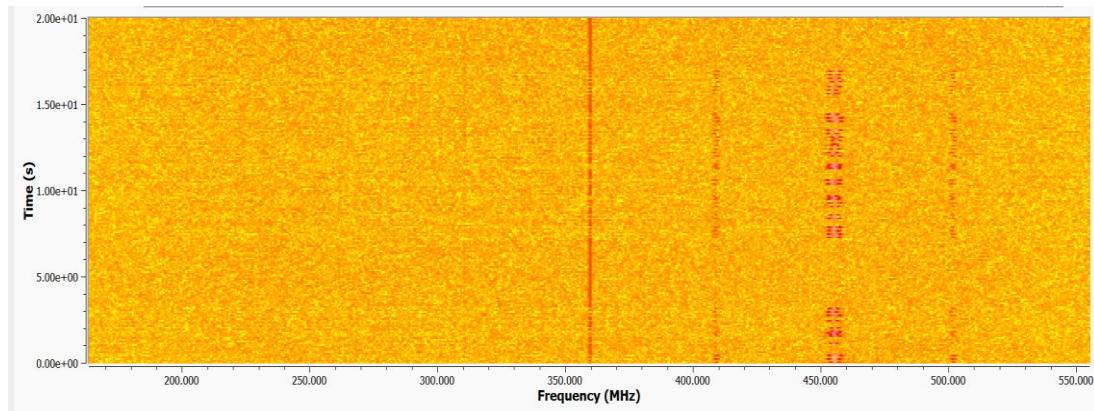


Рис. 3. Сигнальный водопад цифрового радиосредства УВЧ-диапазона

На графике показан передаваемые пакеты данных, момент выхода радиостанции в эфир, длительность передачи сообщений и другие параметры. продолжительность по времени. Анализ представленных данных дает возможность уточнить тип передаваемого трафика, идентификатор (ID) радиостанции.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, SDR можно использовать для мониторинга радиочастотного спектра с минимальными экономическими затратами. При помощи определенного ПО, к примеру GNU Radio можно исследовать некоторые параметры передаваемого сигнала, такие как спектр сигнала, сигнальный водопад и т.д. В ходе работы была разработана модель, позволяющая осуществлять данные функции, а также осуществлен аудио контроль передаваемого аналогового сигнала. Был проведен анализ спектра сигнала, что в конечном итоге свидетельствовало о корректной настройки устройства и отсутствии работы сторонних РЭС в соседних частотных каналах. Также был проведен анализ сигнального водопада передаваемого сообщения цифрового радиосредства. Дальнейшее развитие технологии SDR даст возможность на основе данных о состоянии радиочастотного спектра, автоматически выбирать различные стандарты связи, используемые для передачи информации, частотный диапазон, вид модуляций, выходную мощность передатчика в зависимости от внешних условий (помехи, расстояние до приемника, объем данных и т.д.), что значительно повысит эффективность работы беспроводных систем.

ЛИТЕРАТУРА

1. Benefits of Software Defined Radio (SDR) [Электронный ресурс]. – URL: https://www.wirelessinnovation.org/Benefits_of_SDR (дата обращения: 04.03.2025)
2. GNU Radio [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.gnuradio.org> (дата обращения: 04.03.2025)

3. GitHub [Электронный ресурс]. – URL: <https://github.com> (дата обращения: 03.04.2025)
4. Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А. Автоматизированные системы радиоконтроля и их компоненты / Под редакцией А.М. Рембовского. – М: Горячая линия – Телеком, 2017. – 424 с.
5. Архитектурно-конфигурируемые SDR-технологии радиомониторинга и телеметрии : учебное пособие / М. С. Костин, А. Д. Ярлыков. – Москва ; Вологда, Инфра-Инженерия, 2021. – 148 с.

REFERENCES

1. Benefits of Software Defined Radio (SDR) [Electronic resource]. – URL: https://www.wirelessinnovation.org/Benefits_of_SDR (date of request: 04.03.2025)
2. GNU Radio [Electronic resource]. – URL: <https://www.gnuradio.org> (date of request: 04.03.2025)
3. GitHub [Electronic resource]. – URL: <https://github.com> (date of request: 03.04.2025)
4. Revmbovsky A.M., Ashihmin A.V., Kozmin V.A. Automated radio monitoring systems and their components / Edited by A.M. Rembovsky. – M: Hotline – Telecom, 2017. – 424 p.
5. Architecturally configurable SDR technologies for radio monitoring and telemetry : training manual / M. S. Kostin, A. D. Jarlykov. – Moscow ; Vologda, Infra-Engineering, 2021. – 148 p.

МОДИФИЦИРОВАННЫЙ МЕТОД ЦИФРОВОЙ КОРРЕКЦИИ НЕЛИНЕЙНОСТИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОЧАСТОТНЫХ АЦП

М.А. Евсеев, С.А. Ермаков, В.П. Рошупкин, В.А. Бокарев, М.В. Бобешко

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. Рассмотрен метод цифровой коррекции нелинейности аналого-цифровых трактов путем последовательного включения в цифровом домене корректирующего нелинейного элемента. Показано, что метод работает неэффективно в случае применения к широкополосным приемникам. Предложена модификация метода в части использования частотно-избирательных корректирующих нелинейных элементов.

Ключевые слова: цифровая коррекция; нелинейность; ISR; АЦП; ЭМС.

MODIFIED METHOD FOR DIGITAL CORRECTION NON-LINEARITY DISTORTION IN BROADBAND RADIO FREQUENCY ADCS

M. A. Evseev, S. A. Ermakov, V. P. Roshchupkin, V. A. Bokarev, M. V. Bobeshko

JSC “Concern “Sozvezdie”, Voronezh, Russian Federation

Abstract. A method for digital correction of the nonlinearity of analog-to-digital paths by sequentially switching on a correction nonlinear element in the digital domain is considered. It is shown that the method works inefficiently when applied to broadband receivers. A modification of the method is proposed in terms of using frequency-selective correcting nonlinear elements.

Keywords: digital correction; non-linearity; ISR; ADC; EMC.

1. ВВЕДЕНИЕ

Совершенство радиоприемных устройств является одной из старейших задач с начала становления радиотехники. Расширение динамического диапазона, уменьшение коэффициента шума, нелинейных искажений, а также минимизация побочных каналов приема является целью технологического прогресса в технике радиосвязи. Совершенство данных параметров позволяет эффективней применять высокоскоростные, но чувствительные к ЭМС сигнально-кодовые конструкции, либо увеличить надежность работы приемника в условиях сложной ЭМС, а также эффективно работать в соседних каналах.

В настоящее время передовой архитектурой с потенциально высокими достижимыми параметрами частотной избирательности являются приемники построенные по схеме ISR (Ideal Software Radio) [1]. Сущность таких приемных трактов заключается в оцифровке сигналов непосредственно на радиочастоте. В отличие от супергетеродинных архитектур и прочих структурных схем с аналоговым переносом частоты, приемники ISR не содержат смесителей, которые являются основным источником нелинейных искажений и порождают множество побочных каналов приема. Технологии изготовления радиочастотных АЦП в настоящее время позволяют оцифровывать сигналы на частотах, подбирающихся к десяткам гигагерц [2].

Перспективность архитектуры ISR во многом обусловлена возможностью коррекции несовершенства аналоговых цепей в цифровом домене.

В настоящем докладе рассматриваются возможности модификации известного метода цифровой коррекции нелинейности аналого-цифрового тракта (АЦТ) с последовательным включением корректирующего нелинейного элемента (КНЭ) в цифровом домене. Корректирующий нелинейный элемент имеет передаточную характеристику, которая предназначена для компенсации нелинейных искажения сигнала возникших в АЦТ. Синтез передаточной характеристики корректирующего нелинейного элемента как правило осуществляется путем измерения значений сигнала заранее известной формы на выходе АЦТ [3].

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассмотрим структурную схему АЦТ ISR с корректирующим нелинейным элементом (КНЭ) в цифровом домене:

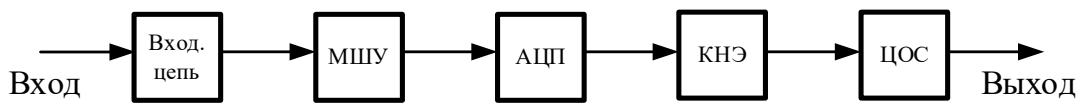


Рис. 1. Структурная схема радиоприемника архитектуры ISR с КНЭ

Причиной появления сигнальных искажений является нелинейность передаточной характеристики АЦТ радиоприемника обусловленная неидеальностью его компонентов. Нелинейная передаточная характеристика АЦТ образуется путем взаимного влияния нелинейности двух ключевых компонентов: аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и предварительного усилителя (ПУ).

Современные радиочастотные АЦП являются широкополосными и нелинейность характеристики преобразования зависит от частоты оцифровываемого сигнала. Например, распространённый радиочастотный АЦП AD9680 фирмы Analog Devices имеет различную нелинейность на различных частотах: интермодуляционные искажения измеренные двухтоновым методом (IMD) составляют -82 dBFS для частот тонов измерительного сигнала 185 и 188 МГц и -78 dBFS для частот тонов измерительного сигнала 449 и 452 МГц [4].

Причиной нелинейности ПУ является несовершенство технологий изготовления и чистоты материалов. Нелинейность ПУ также зависит от частоты: например, high linearity Low Noise Amplifier (LNA) TQP3M9035 фирмы Qorvo на частоте 50 МГц имеет OIP3 34 дБм, а на частоте 100 МГц порядка 40 дБм [5].

Недостатком рассматриваемого метода является отсутствие учета зависимости нелинейности передаточной характеристики аналого-цифрового тракта от частоты. Эффективную коррекцию искажений можно проводить только в окрестности частоты измерительного сигнала, по результатам прохождения которого была синтезирована передаточная характеристика КНЭ. На частотах, значительно отличающихся от частоты измерительного сигнала, метод может работать не эффективно и даже приводить к ухудшению параметров по сравнению с трактом без коррекции. Это ограничивает применение известного метода для линеаризации современных радиоприемных устройств с широким диапазоном принимаемых частот.

Задачей является модификация известного метода цифровой коррекции нелинейности АЦТ в целях уменьшение нелинейных искажений принимаемого сигнала во всем диапазоне рабочих частот радиоприемника.

3. ЧАСТОТНО-ИЗБИРАТЕЛЬНЫЙ МЕТОД ЦИФРОВОЙ КОРРЕКЦИИ НЕЛИНЕЙНОСТИ АЦП

Для решения поставленной задачи предлагается применение частотно-избирательных КНЭ. Частотную избирательность можно реализовать путем применения в цифровом домене N бланк-фильтров, N корректирующих нелинейных элементов (КНЭ) и сумматора. Это позволит корректировать искажения принимаемого сигнала с учетом частотной зависимости нелинейности аналого-цифрового тракта.

Функциональная схема представлена на рис. 2.

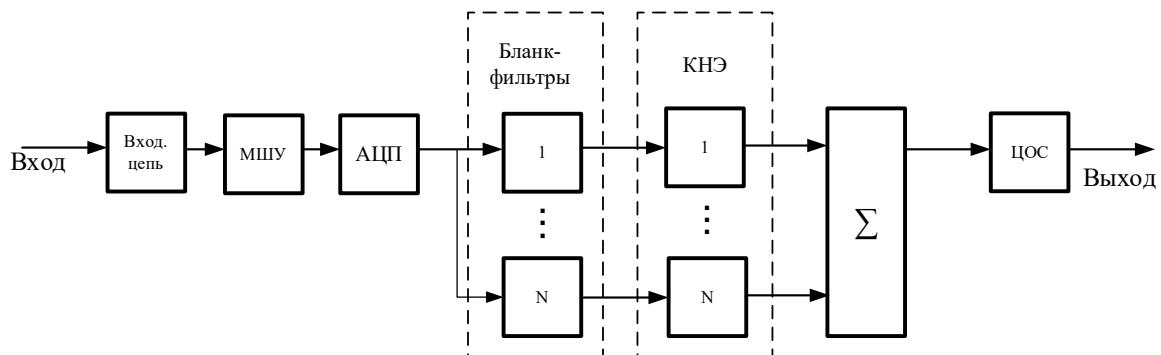


Рис. 2. Модифицированная структурная схема радиоприемника архитектуры ISR с частотно-избирательными КНЭ.

Бланк-фильтры представляют собой полосовые фильтры сумма АЧХ которых в диапазоне радиочастот приемника равна единице. КНЭ представляют собой передаточную характеристику синтезированную индивидуально для каждого из N поддиапазонов по результатам прохождения измерительного сигнала на центральной частоте каждого бланк-фильтра.

АЧХ бланк-фильтров может быть синтезирована методом взвешивания с помощью окна [6]. Передаточная характеристика КНЭ может быть синтезирована с помощью гармонического измерительного сигнала на центральной частоте каждого из N бланк-фильтров [3] и реализована таблицей соответствий (look up table, LUT) входных и выходных значений цифрового сигнала.

На рис. 3 приведено пояснение принципа работы на примере прохождения бигармонического сигнала в различных участках частотной характеристики АЦТ.

Радиочастотные АЦП и предварительные усилители являются ключевыми нелинейными элементами аналого-цифрового тракта. В характеристиках АЦП и предварительного усилителя указаны параметры нелинейности в зависимости от частоты сигнала. Фактически, такой аналого-цифровой тракт относительно параметров нелинейности можно представить как N узкополосных аналого-цифровых трактов с различными передаточными характеристиками. Соответственно, как показано на рис. 3, коррекция каждого участка спектра должна выполняться отдельно с последующим суммированием. Чем большее количество бланк-фильтров будет использовано, тем эффективнее цифровая коррекция нелинейности.

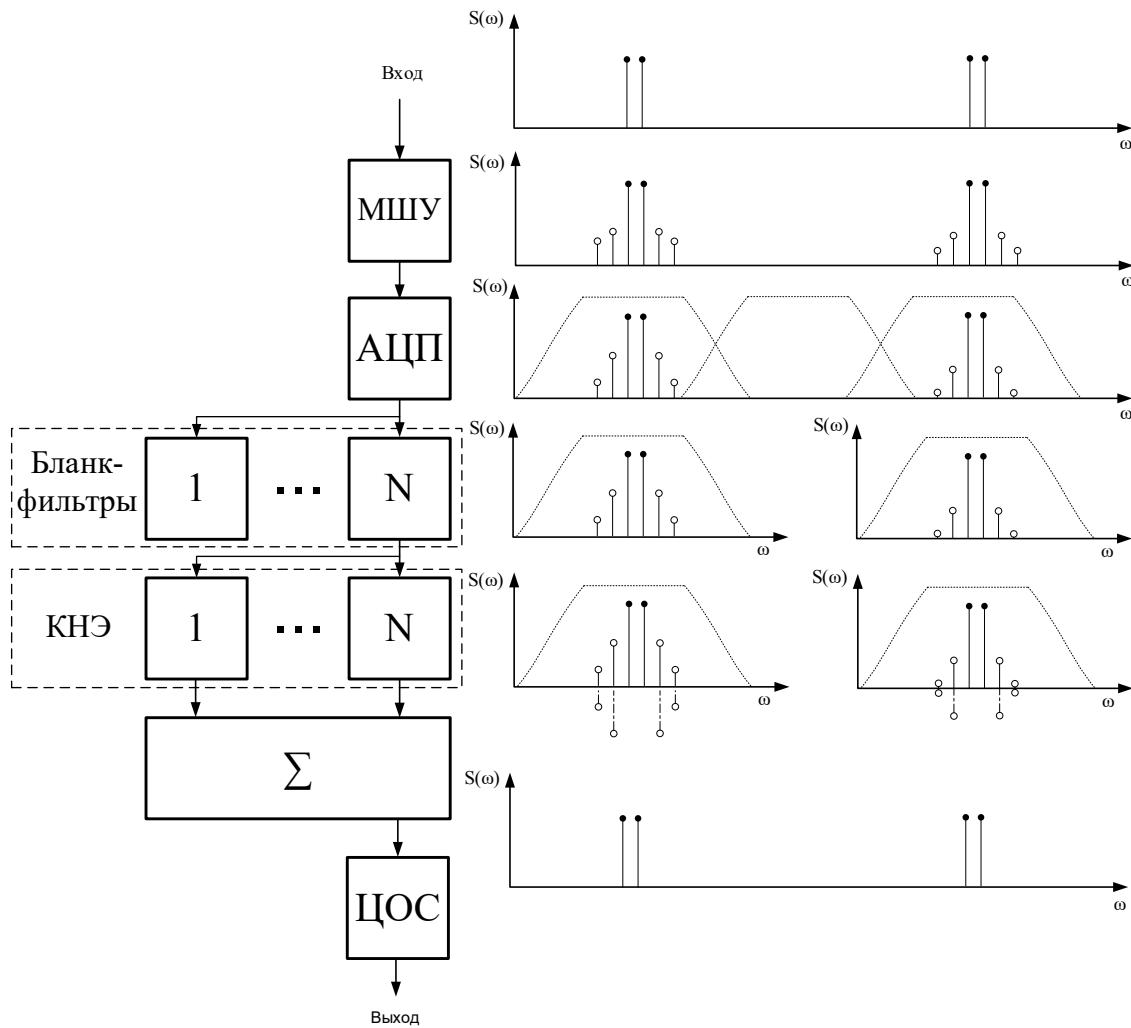


Рис. 3. Прохождение бигармонического сигнала через АЦТ с частотно-избирательной цифровой коррекцией нелинейности

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В соответствии с поставленной задачей был модифицирован метод цифровой коррекции нелинейности АЦТ, в котором коррекция нелинейных искажений аналого-цифрового тракта проводится более эффективно во всем диапазоне принимаемых частот приемника, причем эффективность предлагаемого устройства пропорциональна количеству частотно-избирательных КНЭ.

На радиоприемное устройство с цифровой коррекцией нелинейности с применением частотно избирательных КНЭ был получен патент на изобретение [7]. Результаты работы планируется к внедрению в ретрансляторы для базовых станций стандарта DMR в рамках выполнения ОКР «Созвездие DMR Tier 3».

ЛИТЕРАТУРА

1. Mitola J. Software Radio Architecture: Object-oriented Approaches to Wireless System. New York: John Wiley & Sons, 2000. - 568 p.
2. ADC12DJ5200-SEP 10.4-GSPS Single-Channel or 5.2-GSPS Dual-Channel, 12-bit, RF-Sampling Analog-to-Digital Converter (ADC). <https://www.ti.com/product/ADC12DJ5200-SEP>, 12.10.2023.

3. Маковий, В. А. Спектральный метод анализа и синтеза цифровых нелинейных элементов // Теория и техника радиосвязи, 2010, № 4. – С. 55-65.
4. AD9680. 14-Bit, 1.25 GSPS/1 GSPS/820 MSPS/500 MSPS JESD204B, Dual Analog-to-Digital Converter. <https://www.analog.com/en/products/ad9680.html>, 05.09.20214.
5. TQP3M9035. High Linearity LNA Gain Block.
<https://www.qorvo.com/products/p/TQP3M9035>, 11.2020.
6. Л. Рабинер, Б. Гоулд. Теория и применение цифровой обработки сигналов / Перевод с английского А.Л. Зайцева, Э.Г. Назаренко, Н.Н. Тетекина. – М.: Мир, 1978, С103-106.
7. Маковий В.А., Евсеев М.А., Ермаков С.А. Радиоприемное устройство с цифровой коррекцией нелинейности. RU 2830857 C1 заявл. 02.05.2024, Опубл. 26.11.2024.

REFERENCES

1. Mitola J. Software Radio Architecture: Object-oriented Approaches to Wireless System. New York: John Wiley & Sons, 2000. - 568 p.
2. ADC12DJ5200-SEP 10.4-GSPS Single-Channel or 5.2-GSPS Dual-Channel, 12-bit, RF-Sampling Analog-to-Digital Converter (ADC).
<https://www.ti.com/product/ADC12DJ5200-SEP>, 12.10.2023.
3. Makovij V. A. Spectral method of analysis and synthesis of digital nonlinear elements // Theory and technology of radio communication, 2010, no.4, pp. 55-65.
4. AD9680. 14-Bit, 1.25 GSPS/1 GSPS/820 MSPS/500 MSPS JESD204B, Dual Analog-to-Digital Converter. <https://www.analog.com/en/products/ad9680.html>, 05.09.20214.
5. TQP3M9035. High Linearity LNA Gain Block.
<https://www.qorvo.com/products/p/TQP3M9035>, 11.2020.
6. L. Rabiner, B. Gould. Theory and Application of digital signal processing / Translated from English by A. L. Zaitsev, E. G. Nazarenko, and N. N. Тетекина. – M. Tetekina, Moscow: Mir Publ., 1978, p103-106.
7. Makovij V. A., Evseev M. A., Ermakov S. A. Radio receiving device with digital nonlinearity correction. RU 2830857 C1 stated. 02.05.2024, publ. 26.11.2024

ПЕЛЕНГОВАНИЕ ИСТОЧНИКОВ ПОЛЯРИЗОВАННЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ МАТРИЧНОЙ КОМПЛЕКСНОЙ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПЕЛЕНГАЦИОННОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ

М. Л. Артемов^{1,2}, Е. С. Артемова³, М. П. Сличенко³ С. П. Трушин³

¹Акционерное общество «Воронежский научно-исследовательский институт «Вега»
(АО «ВНИИ «Вега»), Воронеж, Россия

² Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

³ АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Получено решающее правило пеленгования источников поляризованных сигналов многоканальным обнаружителем-пеленгатором. Пеленгование основано на использовании матричной комплексной диаграммы направленности многоканальной пеленгационной антенной системы, обеспечивающей совместный учет характеристик направленности системы по горизонтальной и вертикальной ортогональным компонентам электрического поля пеленгуемой радиоволны, что повышает точность и достоверность пеленгования источников поляризованных радиосигналов.

Ключевые слова: азимутальное и угломестное пеленгование; матричная комплексная диаграмма направленности, метод максимального правдоподобия; обнаружитель-пеленгатор; поляризованные сигналы.

DIRECTION FINDING OF POLARIZED SIGNAL SOURCES BASED ON THE MATRIX COMPLEX DIRECTIONALITY DIAGRAM OF A MULTICHANNEL DIRECTION FINDING ANTENNA SYSTEM

M. L. Artemov^{1,2}, E. S. Artemova³, M. P. Slichenko³, S. P. Trushin³

¹Join Stock Company «Voronezh Research Institute «Vega» (JSC «VRI « Vega »),
Voronezh, Russia

²JSN «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

³ Voronezh State University(VSU), Voronezh, Russia

Abstract. A decisive rule for direction finding of polarized signal sources by a multichannel detector-direction finder has been obtained. Direction finding is based on the use of a matrix complex directional diagram of a multichannel direction-finding antenna system, providing joint consideration of the system's directional characteristics by horizontal and vertical orthogonal components of the electric field of the radio wave being directed, which increases the accuracy and reliability of direction finding of polarized radio signal sources.

Keywords: azimuth and elevation direction finding, matrix complex radiation pattern, detector-direction finder, maximum likelihood method, polarized signals.

1. ВВЕДЕНИЕ

Большинство систем и средств радиомониторинга обеспечивают прием радиоволн линейной вертикальной поляризации. Однако, в настоящее время интенсивно развивается теория и техника радиосвязи и передачи данных в радиоканалах как с вертикальной, так и с другими видами поляризации (ортогональными линейными, круговой, эллиптической), что в ряде случаев обеспечивает повышение качества радиосвязи, пропускной способности и помехозащищенности.

Важным преимуществом таких радиоканалов является обеспечение радиосвязи вне зависимости от взаимной ориентации плоскостей поляризации приемной и передающей антенн. В частности, в системах радиосвязи с технологией MIMO применяются антенны двух ортогональных линейных поляризаций, что позволяет увеличить скорость и повысить качество радиоприема с разделением потока данных.

По этой причине актуальными являются исследования в области радиомониторинга радиоканалов, использующих радиоволны произвольной поляризации.

Широко применяемые на практике пеленгационные антенны и алгоритмы пеленгования [1] источников радиоизлучений в основном ориентированы на прием радиоволн линейной вертикальной поляризации. В случае приема радиоволн другой поляризации качество пеленгования такими алгоритмами ухудшается, что обусловлено изменениями амплитудно-фазовых характеристик принимаемых сигналов. В частности, пеленгование с использованием способов, представленных в [2], может привести к снижению достоверности обнаружения (повышению вероятностей пропуска сигнала и ложной тревоги), а также снижению точности и достоверности пеленгования (увеличению дисперсии нормальной и аномальной ошибок пеленгования).

Известны работы, посвященные вопросу обнаружения-пеленгования источников поляризованных радиосигналов. Например, способы поляризационного пеленгования радиосигналов [3-5], основанные на измерении с помощью антенных систем ортогональных компонент векторов напряженности электрического и магнитного полей в дискретные моменты времени, определении ориентации векторов в пространстве, построении вспомогательных плоскостей, определении азимута и угла места на источник радиоизлучения, как углов ориентации линии пересечения вспомогательных плоскостей. Недостатком таких способов является то, что они основаны на учете информации о поляризации сигнала за счет увеличения числа антенн на каждый пространственный канал пеленгатора и независимом измерении ортогональных компонент напряженности поля. Реализация таких способов предполагает кратное увеличение числа радиоприемных каналов с соответствующим неизбежным увеличением не только требуемых вычислительных ресурсов радиоэлектронной аппаратуры, но и массы, габаритных размеров, энергопотребления и стоимости.

В настоящее время исследования способов пеленгования источников поляризованных сигналов приобретают особую актуальность.

Цель работы – получить решающее правило способа пеленгования источников поляризованных радиосигналов многоканальной пеленгационной антенной системой, основанного на дополнительном учете характеристик антенной системы по линейной горизонтальной компоненте электрического поля.

2. ВЫВОД РЕШАЮЩЕГО ПРАВИЛА СПОСОБА ПЕЛЕНГОВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ ПОЛЯРИЗОВАННЫХ РАДИОВОЛН

В результате преобразования Фурье временной реализации спектр принимаемого с помощью ОП сигнала представлен спектральными компонентами, количество которых зависит от ширины полосы сигнала и длительности реализации. На этапе обнаружения сигналов среди совокупности спектральных отсчетов определяются «сигнальные», в амплитуде и фазе которых содержится информация об излучающим источником радиоволны. При этом соотношение уровней обнаруженных спектральных компонент сигнала может быть различным.

В рамках теории статистической радиотехники [6] пеленгование источника должно выполняться независимо от соотношения уровней спектральных компонент

принимаемого сигнала на основе элементов вычисленной матрицы взаимных энергий спектральных отсчетов, накопленной по всем обнаруженным и идентифицированным по принадлежности к сигналу данного источника спектральным компонентам сигнала.

Рассмотрим случай приема плоской монохроматической поляризованной радиоволны с помощью N -канального моноимпульсного ОП с АС произвольной конфигурации. Будем полагать, что выходы АС подключены к соответствующим входам N -канального радиоприемного устройства, осуществляющего синхронное чтение входной реализации всеми приемными каналами.

Ввиду линейности уравнений Максвелла, принимаемый радиосигнал можно представить в виде суперпозиции радиосигналов, обусловленных каждой из двух ортогональных компонент (горизонтальной и вертикальной компонент) напряженности электрического поля поляризованной радиоволны. Для совместного учета характеристик направленности антенной системы обнаружителя-пеленгатора по каждой из ортогональных компонент вектора напряженности электрического поля будем использовать понятие матричной комплексной диаграммы направленности (МКДН).

Применение МКДН позволяет совместно учитывать пеленгационные характеристики антенной системы как по вертикальной $\dot{\mathbf{H}}_{\parallel}(f, \theta, \beta)$, так и горизонтальной $\dot{\mathbf{H}}_{\perp}(f, \theta, \beta)$ компоненте.

Задача пеленгования может быть сформулирована как задача проверки статистических гипотез о наличии (гипотеза γ_1) либо отсутствии (гипотеза γ_0) информации о сигнале ИРИ в наблюдаемых данных. В результате максимизации функций правдоподобия наблюдаемых данных решающее правило пеленгования должно вычисляться для каждого i -го сигнала в соответствии с выражением:

$$M(f, \alpha, \beta) = \text{tr}(\dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{W}} \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(f, \alpha, \beta) \dot{\mathbf{S}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(f, \alpha, \beta)) \quad (1)$$

$$\dot{\mathbf{S}}(f, \alpha, \beta) = \dot{\mathbf{H}}^H(f, \alpha, \beta) \cdot \dot{\mathbf{H}}(f, \alpha, \beta) \quad (2)$$

$$\dot{\mathbf{W}} = \sum_{Nr} \dot{\mathbf{V}} \dot{\mathbf{V}}^H \quad (3)$$

где $\dot{\mathbf{W}}$ – накопленная по спектральным отсчетам i -го сигнала взаимная энергия между пространственными каналами.

$\dot{\mathbf{H}}_{\parallel}(f, \theta, \beta)$ и $\dot{\mathbf{H}}_{\perp}(f, \theta, \beta)$ – векторная комплексная диаграмма направленности антенной системы по вертикальной и горизонтальной компонентам электрического поля соответственно;

$\dot{\mathbf{K}}$ – матрицей ковариации шума;

$(\cdot)^{-1}$ – оператор вычисления обратной матрице;

$(\cdot)^H$ – оператор эрмитова сопряжения матрицы.

Решение о реализации той или иной гипотезы принимается на основании сравнения решающего правила $M(f, \alpha, \beta)$ с пороговым уровнем обнаружения $h^{(Nr)}$. Величина последнего вычисляется в соответствии с критерием Неймана-Пирсона и обеспечивает фиксированную вероятность ошибки первого рода для заданного числа наблюдений Nr .

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ СПОСОБА ПЕЛЕНГОВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ ПОЛЯРИЗОВАННЫХ РАДИОВОЛН

Анализ статистических характеристик распределения решающего правила пеленгования источников поляризованных радиоволн был проведен в пакете моделирования Mathcad 14. Число статистических испытаний выбиралось равным 10^6 . Моделировали падение плоской электромагнитной волны на N -элементную антенну решетку ($N = 7$) из идентичных антенн, имеющих всенаправленную диаграмму в азимутальной плоскости по вертикальной компоненте электрического поля и направленную вида $|\cos(\theta)|$ по горизонтальной компоненте. Моделировалось падение плоской радиоволны с круговой поляризацией с направления 180 градусов по азимуту и 0 градусов по углу места на частоте, соответствующей отношению радиуса ЭКАР к длине волны $\frac{R}{\lambda} = 1$. Число спектральных отсчетов сигнала полагалось равным 5, уровень сигнала в каждой компоненте одинаков. Аддитивный шум предполагался гауссовским с нулевым средним, диагональной матрицей ковариации и одинаковой (для всех спектральных компонент сигнала и для всех пространственных каналов обнаружителя-пеленгатора) интенсивностью. Пеленг вычислялся в результате глобальной максимизации функции (1), накопление спектральных компонент выполнялось по формуле (3). ОСШ для каждого спектрального отсчета 15 дБ. Число статистических испытаний 10^5 .

На рисунке 1 [7] представлены гистограммы пеленгов, полученные по результатам статистического моделирования. Рисунок 1а соответствует результатам пеленгования только по вертикальной компоненте электрического поля, рисунок 1б – результатам пеленгования по вертикальной и горизонтальной компоненте электрического поля.

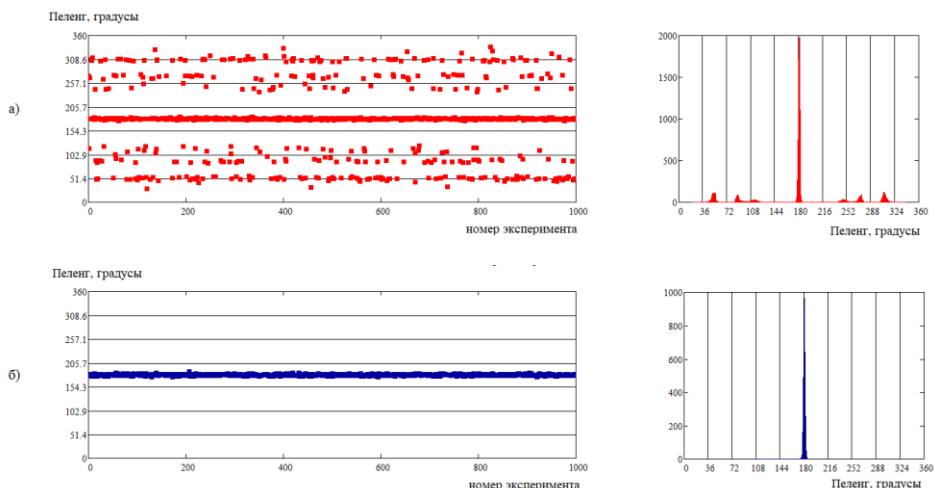


Рис. 1. Гистограммы пеленгов: а – результатам пеленгования только по вертикальной компоненте электрического поля, б - результатам пеленгования по вертикальной и горизонтальной компоненте электрического поля

На рисунке 2 представлены азимутальные срезы ПР для 7-ЭКАР вдоль истинного значения направления прихода в случае прихода радиоволны с истинного азимута 180 град. и угла места 0 град. при различном значении ориентации вектора напряженности электрического поля принимаемого сигнала относительно горизонтальной плоскости: а) 0 град., б) 30 град., в) 60 град., г) 90 град. Кривая 1 (сплошная линия) характеризует ПР, полученный по формуле (1), кривая 2 (пунктирная линия) – ПР, полученный по формуле:

$$M(f, \theta, \beta) = \text{tr} \left[W \cdot \frac{\dot{\mathbf{H}}(f, \theta, \beta) \cdot \dot{\mathbf{H}}(f, \theta, \beta)^H}{\dot{\mathbf{H}}(f, \theta, \beta)^H \cdot \dot{\mathbf{H}}(f, \theta, \beta)} \right] \quad (4)$$

Как видно из рисунка 2, с увеличением горизонтальной компоненты вектора электрического поля принимаемой радиоволны наиболее достоверные (по критерию минимума боковых лепестков ПР) результаты пеленгования достигаются при использовании решающего правила предлагаемого способа.

Результаты моделирования подтвердили, что совместный учет горизонтальной и вертикальной компонент электрического поля радиоволны с круговой поляризацией, обеспечивает повышение точности и достоверности пеленгования источников поляризованных радиосигналов, что проявляется в снижении дисперсии нормальной и вероятности аномальной ошибок пеленгования.

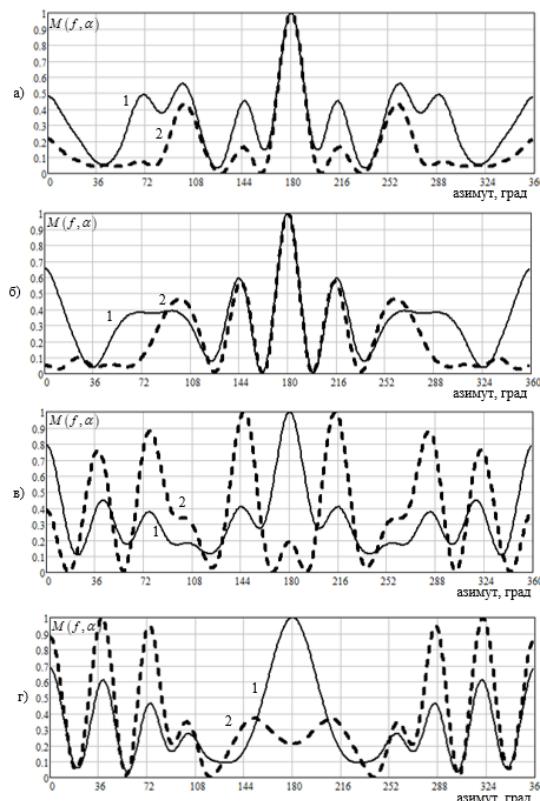


Рис. 2. Азимутальные срезы ПР для 7-ЭКАР при различном значении угла вектора напряженности электрического поля принимаемого сигнала: а) 0 град., б) 30 град., в) 60 град., г) 90 град.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представлен способ пеленгования источников поляризованных сигналов на основе МКДН многоканальной пеленгационной антенной системы. Применение МКДН позволяет совместно учитывать пеленгационные характеристики антенной системы как по вертикальной, так и горизонтальной компоненте.

Применение соответствующего алгоритма пеленгования не требует априорной информации о параметрах поляризации и позволяет проводить их оценку по результатам пеленгования.

Предлагаемый способ обеспечивает повышение точности и достоверности пеленгования источников поляризованных радиосигналов.

Способ может найти применение в современных системах и средствах радиомониторинга.

ЛИТЕРАТУРА

1. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б.Р. Левин. – М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.
2. Артемов М.Л., Борисов В. И., Маковий В.А., Сличенко М.П. Автоматизированные системы управления, радиосвязи и радиоэлектронной борьбы. Основы теории и принципы построения / Под ред. М.Л. Артемова. М.: Радиотехника. 2021. 556 с.
3. Антипов Н.С., Богдановский С.В. Способ определения поляризационных характеристик сигналов бортового радиоэлектронного оборудования беспилотных летательных аппаратов // Радиолокация и связь – перспективные технологии: Сборник трудов XXI Всероссийской молодежной научно-технической конференции, Москва, 07 декабря 2023 года. – Москва: ООО «Издательство «Мир науки», 2024. – с. 21-25. – EDN KTQKGW.
4. Патент РФ №2431862 «Способ поляризационно-независимого пеленгования многолучевых радиосигналов» / Пархоменко Н.Г., Иванов Н.М., Шевченко В.Н., 2010
5. Патент РФ №2713866 «Способ поляризационного пеленгования радиосигналов с использованием триортогональной антенной системы» / Богдановский С.В., Ледовская К.Г., Севидов В.В., Симонов А.Н., Григорьев В.В., 2019
6. Артемов, М. Л. Методы статистической радиотехники в современном решении задач радиомониторинга / М. Л. Артемов, О. В. Афанасьев, М. П. Сличенко // Антенные. – 2016. – № 6(226). – С. 55-62. – EDN TXLMVP.
7. Патент РФ №2834965 «Способ моноимпульсного пеленгования источников поляризованных радиосигналов» / Артемов М.Л., Артемова Е.С., Сличенко М.П., Трушин С.П. 2019.

REFERENCES

1. Levin B.R. Theoretical bases of statistical radio engineering - M.: Radio i svyaz, 1989. - 656 p (In Russian).
2. Artemov M.L., Borisov V.I., Makovii V.A., Slichenko M.P. Avtomatizirivannie sistemi ypravlenia, radiosvyazi I radioelektronnoi bor'bi. Osnovi teorii I printhipi postroenia. / Pod. red. Artemov M.L. M.: Radiotekhnika. 2021. 556 s (In Russian).
3. Antipov N.S., Bogdanovsky S.V. Method for determining the polarization characteristics of signals of onboard radio-electronic equipment of unmanned aerial vehicles // Radar and communication - promising technologies: Collection of works of the XXI All-Russian youth scientific and technical conference, Moscow, December 7, 2023. - Moscow: OOO "Izdatelstvo" Mir Nauki ", 2024. - pp. 21-25– EDN KTQKGW
4. Patent of the Russian Federation No. 2431862 “Method of polarization-independent direction finding of multi-beam radio signals” / Parkhomenko N.G., Ivanov N.M., Shevchenko V.N., 2010.
5. Patent of the Russian Federation No. 2713866 “Method of polarization direction finding of radio signals using a triorthogonal antenna system” / Bogdanovsky S.V., Ledovskaya K.G., Sevidov V.V., Simonov A.N., Grigoriev V.V., 2019.
6. Artemov, M. L. Methods of statistical radio engineering in modern solution of radio monitoring problems / M. L. Artemov, O. V. Afanasyev, M. P. Slichenko // Antennas. - 2016. - No. 6 (226). - P. 55-62.
7. Patent of the Russian Federation No. 2834965 “Method of monopulse direction finding of sources of polarized radio signals” / Artemov M.L., Artemova E.S., Slichenko M.P., Trushin S.P. 2019.

ЭФФЕКТИВНОСТЬ СОСТЯЗАТЕЛЬНОЙ FGSM-АТАКИ НА НЕЙРОННЫЕ СЕТИ ДЕТЕКТИРОВАНИЯ И КЛАССИФИКАЦИИ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

М.О. Бердник, И. Ф. Купряшкин

ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, РФ

Аннотация. В работе проведен анализ качества работы сверточной сети и сетитрансформера в задачах детектирования и классификации импульсных сигналов в условиях состязательной WhiteBox-атаки. В результате сравнения эффективности воздействия состязательного возмущения и гауссовского шума показано, что несмотря на то, что в целом состязательная атака демонстрирует некоторое энергетическое преимущество перед шумом, гарантированный срыв выполнения перечисленных задач обработки сигналов нейронными сетями достигается при только при их сопоставимой средней мощности.

Ключевые слова: нейронная сеть; состязательная атака; детектирование; классификация.

AN EFFICIENCY OF ADVERSARIAL FGSM ATTACK ON PULSE SIGNALS NEURAL DETECTOR AND CLASSIFIER

M.O. Berdnik, I. F. Kupryashkin

MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, RF

Abstract. The paper analyzes a convolutional and a transformer neural network performance quality in tasks of detecting and classifying pulse signals under an adversarial WhiteBox attack. As a result of comparing the effectiveness of the adversarial perturbation and Gaussian noise, it is shown that, despite the fact that in general the adversarial attack demonstrates some energy advantage over noise, a guaranteed failure of the execution of that tasks of signal processing by neural networks is achieved only with their comparable intensity.

Keywords: neural network; adversarial attack; detection; classification.

1. ВВЕДЕНИЕ

Несмотря на впечатляющие успехи, демонстрируемые нейронными сетями в различных приложениях, уязвимость к так называемым состязательным атакам (adversarial attacks) [1-5] ограничивает сферу их применения. Состязательная атака состоит в незначительном и практически незаметном изменении образца, подаваемого на вход нейросети, тем менее приводящим к полностью неверному результату его обработки. Уязвимость к состязательным атакам демонстрируют все нейросети [2], детальная систематизация как атак, так и методов защиты от них приведена в [3, 4].

Так как нейросети демонстрируют высокие результаты в том числе и в задачах радиолокации [6,7], естественно, что и в этой области выполнен ряд исследований по оценке их уязвимости к состязательным атакам [8-12]. Во многом это обусловлено тем, что она создает предпосылки для появления новых способов активного противодействия радиолокационным системам (РЛС), основанных на ее использовании.

Тем не менее, в работах [8-12], посвященных изучению состязательных атак на нейросетевые системы обработки радиолокационных сигналов и изображений, вопросы создания помех, результатом обработки которых в РЛС является эффективное состязательное возмущение, не рассматриваются. Приводятся различные примеры этих

возмущений, однако совершенно не комментируется возможность их реального формирования в системе обработки РЛС за счет специального помехового воздействия стороннего источника, то есть средства активных помех.

В связи с этим *целью работы* является оценка эффективности преднамеренных помех, эффект воздействия которых основан на уязвимости нейросетевых алгоритмов обработки радиолокационных сигналов к состязательным атакам.

Состязательные атаки объединяют в две группы: White Box (WB) и Black Box (BB) [2-4]. В случае WB-атаки в распоряжении атакующего имеется полная информация о сети, включая значения всех ее весов. В случае BB-атаки доступ имеется только ко входу и выходу сети, так же могут иметься полные или частичные сведения о ее архитектуре. Классификация состязательных атак этим не исчерпывается и является весьма обширной, как, собственно, и классификация уже существующих мер защиты от них [2-4, 9, 12]. В настоящей работе устойчивость нейронных сетей обработки радиолокационных сигналов к состязательным атакам рассматривается на примере одного из наиболее простых видов WB-воздействий, основанного на методе Fast Gradient Sign Method (FGSM) [1-3] и состоящем в вычислении градиента предсказания сети по отношению к входному набору данных, или, иначе, определения, какой вклад вносят изменения отсчетов сигнала в результирующее значение функции потерь сети. Так как важен именно знак изменения входных отсчетов, добавляемое к входному набору данных возмущение определяется как [1]

$$\delta = \varepsilon \operatorname{sign}\{\nabla_x J(\theta, x, y)\} \quad (1)$$

где $J(\theta, x, y)$ – функция потерь сети; θ – вектор параметров сети; x и y – вектор отсчетов и метка класса входного сигнала; ε – параметр, характеризующий интенсивность возмущения δ , которое, в свою очередь, представляет собой вектор, размерность которого соответствует входу сети x , а элементы принимают одно из трех возможных значений: $-\varepsilon$, 0 или $+\varepsilon$.

2. ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ НЕЙРОСЕТЕВОГО ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ПРОСТОГО РАДИОИМПУЛЬСА НА ФОНЕ ШУМА В УСЛОВИЯХ FGSM-АТАКИ

На начальном этапе исследование эффективности FGSM-атаки проведено в контексте задачи нейросетевого обнаружения простого радиоимпульса (ПРИ) на фоне гауссовской помехи. С точки зрения радиолокационного приема ее можно рассматривать как задачу принятия решения о наличии или отсутствии эхоимпульса цели в принятой реализации сигнала.

Для обучения и тестирования сети сформирован соответствующий набор данных (реализаций). Каждая реализация включает $N = 512$ отсчетов, что при ее общей заданной длительности $\tau_c = 50$ мкс соответствует временной дискретизации с шагом $\delta t = \tau_c / N \approx 97,7$ нс. Для исключения переобучения параметры ПРИ в каждой реализации выбираются случайным образом: длительность импульса $\tau_u \in [0,2;20]$ мкс, несущая частота $f_0 \in [0,1;4]$ МГц, начальная фаза $\varphi \in [-\pi; \pi]$ рад. Верхнее значение $f_0 = 4$ МГц удовлетворяет условию теоремы Котельникова для частоты дискретизации $F = N/\tau_c = 10,24$ МГц. Смещение переднего фронта импульса τ_0 выбирается случайным образом с учетом ограничения $\tau_0 + \tau_u \leq \tau_c$. Амплитуда всех импульсов является одинаковой и равной $a = 0,5$. Для каждой реализации так же рассчитывается N независимых гауссовых случайных отсчетов с нулевым средним и среднеквадратическим отклонением $\sigma = a/\sqrt{2}q \approx 0,063$, при котором отношение

сигнал/помеха составляет $q \approx 5,62$ (15 дБ). Отсчеты ПРИ и шума суммируются, и i -я реализация сигнала имеет вид

$$S_{ij} = z_i s_{ij} + n_{ij} \quad (2)$$

где $s_{ij} = \begin{cases} a \cos(2\pi f_{0i} t_j + \varphi_i), & j \in [m_i; m_i + N_{\tau_i}] \\ 0, & j \notin [m_i; m_i + N_{\tau_i}] \end{cases}; \quad m_i = \tau_{0i} / \delta t; \quad N_{\tau_i} = \tau_{u_i} / \delta t;$

$t_j = j\delta t$; τ_{0i} , τ_{u_i} , f_{0i} , φ_i – случайные равномерно распределенные временное смещение, длительность, несущая и начальная фаза ПРИ в i -й реализации; n_{ij} – j -й отсчет i -й реализации шума; z_i – случайная величина, с вероятностью 0,5 принимающая нулевое или единичное значение и определяющая факт отсутствия или наличия ПРИ в i -й реализации; $j = \overline{0, N-1}$; $i = \overline{0, N_c-1}$; $N_c = 240'000$ – общее число реализаций, включающее 200'000 обучающих и по 20'000 – валидационных и тестовых примеров.

Вид одной из реализаций при наличии ПРИ показан на рисунке 1.

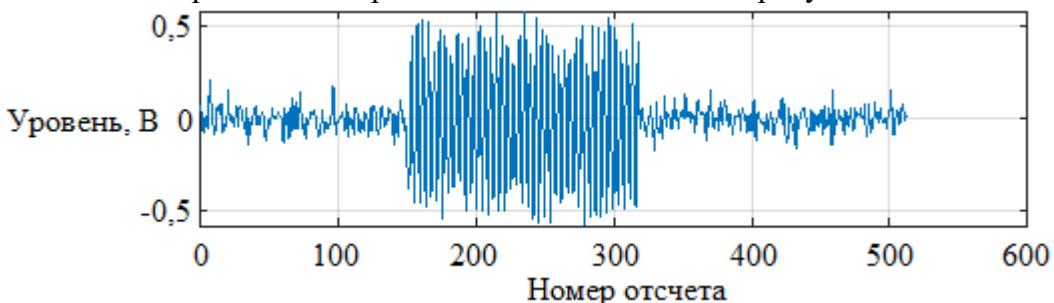


Рис. 1. Реализация сигнала при наличии радиоимпульса (эхоимпульса цели)

В качестве детектора используется сеть, включающая три пары одномерных сверточных слоев с размерностью ядра 3, шагом свертки 2 и количеством фильтров по 16, 32 и 64 в каждой паре соответственно. Выход последнего сверточного слоя через слои векторизации и 10-процентного прореживания подключен к двухслойному классификатору, входной полно связанный слой которого имеет 512 входов и 32 выхода, а выходной – один выход с сигмоидальной функцией активации. Во всех слоях, кроме выходного, в качестве функции активации используется ReLU. Количество весов сети составляет 40'529. Обучение детектора осуществлялось в течение десяти эпох по 20'000 примеров в каждой без их повторения. В результате обучения точность работы детектора составляет 100%, что обусловлено высоким отношением сигнал/шум $q = 15$ дБ и постоянством амплитуды сигнала. Далее обученная сеть подвергалась FGSM-атакам, формируемым в соответствии с (1) при различных значениях параметра ϵ . Достигнутые точности детектирования приведены в таблице 1.

Таблица 1. Точность детектирования ПРИ в условиях FGSM-атаки

ϵ	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09	0,1
Точность, %	100	99,6	98,4	96,4	91,8	83,2	66,4	52,6	50,2	50,2

Результатом работы описанного детектора в условиях FGSM-атаки является принятие правильных решений о присутствии радиоимпульса во всех случаях, и увеличение количества ошибочных решений о наличии радиоимпульса при его фактическом отсутствии (ложных тревог) по мере увеличения параметра ϵ .

В тестовом наборе количество реализаций с радиоимпульсом составляет 10'040, что соответствует 50,2% от общего объема тестового набора (20'000). То есть, из данных таблицы 1 следует, что при $\epsilon \geq 0,09$ детектор всегда принимает решение о

присутствии сигнала в принятой реализации, независимо от его фактического наличия или отсутствия. Пример исходной реализации при отсутствии сигнала, ее вид после FGSM-атаки и вид прибавляемого возмущения (при $\epsilon = 0,1$) приведены на рисунке 2.

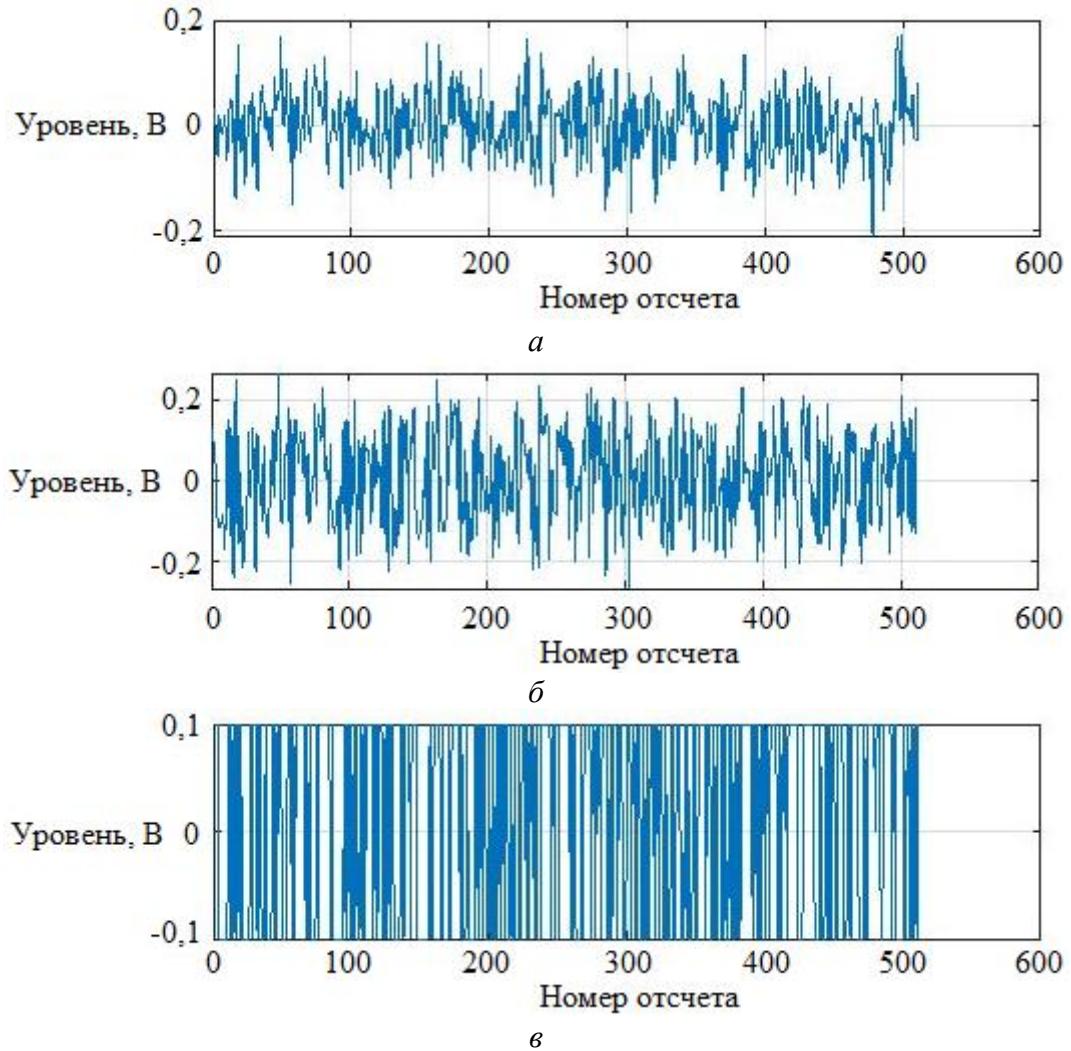


Рис. 2. Реализация входного сигнала при отсутствии радиоимпульса:
а – исходная реализация; б – сумма исходной реализации и состязательного
возмущения; в – состязательное возмущение

Возмущение представляет собой квазислучайный дискретный процесс, отсчеты которого независимы и с примерно одинаковой вероятностью принимают значение $-\epsilon$ или $+\epsilon$. Среднеквадратическое отклонение (СКО) такого процесса составляет ϵ .

Для проверки эффекта от применения именно алгоритма FGSM на вход детектора подавались реализации сигналов из того же тестового набора, однако в роли возмущения применялся полностью аналогичный двузначный случайный процесс, но с выбранными произвольно (а не в результате работы алгоритма (1)) позициями отсчетов со значениями $-\epsilon$ или $+\epsilon$. Результаты приведены в таблице 2.

Таблица 2. Точность детектирования ПРИ в условиях случайного возмущения

ϵ	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09	0,1
Точность, %	100	100	100	100	98,4	94	81	56,4	50,2	50,2

В качестве шумовой помехи рассматривается гауссовский случайный процесс, с целью оценки эффективности которого на вход обученного детектора подавались тестовые реализации, сформированные в соответствии с (2), причем СКО отсчетов

гауссовского шума задавалось равным $\sqrt{\sigma^2 + \varepsilon^2}$. FGSM-атака на детектор не проводилась. По сути, вместо отсчетов возмущения к принимаемой реализации прибавлялся дополнительный гауссовский шум с СКО, равным ε . Достигнутые детектором точности в этом случае приведены в таблице 3. Также в таблице 3 приведены соответствующие значения отношения сигнала/шум на входе детектора.

Таблица 3. Точность детектирования ПРИ на фоне гауссовского шума (выделены точности, меньшие 55%)

ε	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09	0,1
q , дБ	14,9	14,6	14,1	13,5	12,9	12,2	11,5	10,8	10,2	9,5
Точность, %	99,8	99,8	100	99,6	96,8	87	64,8	50,2	53,2	50,8

Из сравнения полученных результатов (данных таблиц 1-3) следует, что при FGSM-атаке более заметное снижение точности детектора достигается при меньших значениях ε , что говорит о его большей эффективности по сравнению со случайными возмущениями с такими же энергетическими характеристиками. В свою очередь, разница эффектов от FGSM-атаки и воздействия гауссовского шума с эквивалентной СКО практически исчезает при $\varepsilon \geq 0,06$, т.е. при отношении сигнал/помеха порядка 12 дБ и менее. Говоря иначе, если целью противодействия является полный срыв работы детектора (снижение точности до 55% и менее), то практический смысл в проведении FGSM-атаки отсутствует, так как обычный гауссовский шум с эквивалентными энергетическими характеристиками обеспечивает такой же эффект.

3. ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ НЕЙРОСЕТЕВОЙ КЛАССИФИКАЦИИ РАДИОИМПУЛЬСОВ ПО ВИДУ ИХ МОДУЛЯЦИИ В УСЛОВИЯХ FGSM-АТАКИ

На следующем этапе исследование эффективности FGSM-атаки проведено на примере более сложной задачи нейросетевой классификации радиоимпульсов по виду их модуляции. Для обучения и тестирования сети сформирован набор данных, включающий реализации одного из трех видов принимаемого сигнала – ПРИ, импульса с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), импульса с фазокодовой (BPSK) манипуляцией (ФКМ). Как и в задаче детектирования, каждая реализация соответствует $\tau_c = 50$ мкс и включает $N = 512$ отсчетов. Диапазоны параметров сигналов, в пределах которых их значения выбираются случайнным образом, приведены в таблице 4.

Таблица 4. Диапазоны параметров сигналов

Вид сигнала	Длительность импульса τ_u , мкс		Несущая (для ЛЧМ – начальная) частота f_0 , МГц		Девиация частоты Δf , МГц		Количество дискрет N_d		Длительность дискреты τ_d , мкс	
	Мин.	Макс.	Мин.	Макс.	Мин.	Макс.	Мин.	Макс.	Мин.	Макс.
ПРИ	0,2	20	1	4	-	-	-	-	-	-
ЛЧМ			1	2	1	3	-	-	-	-
ФКМ	-	-	1	4	-	-	7	20	0,2	1

Начальная фаза ϕ импульсов во всех случаях является случайной и равномерно распределенной на интервале от $-\pi$ до π , амплитуда во всех случаях принимается одинаковой и равной 0,5. Смещение переднего фронта импульсов τ_0 выбирается случайнным образом, при этом обеспечивается выполнение условия $\tau_0 + \tau_u \leq \tau_c$.

Характеристики аддитивного гауссовского шума принимаются такими же, как и рассмотренной выше задаче детектирования. Отсчеты реализации сигнала и шума суммируются, и результирующая i -я реализация сигнала имеет вид

$$S_{ij} = s_{ij} + n_{ij} \quad (3)$$

где $s_{ij} = \begin{cases} a \cos(2\pi f_0 i t_j + \varphi_i), & j \in [m_i; m_i + N_{\tau_i}] \\ 0, & j \notin [m_i; m_i + N_{\tau_i}] \end{cases}$ – при выборе ПРИ;

$$s_{ij} = \begin{cases} a \cos(2\pi f_0 i t_j + \frac{\pi \Delta f_i}{\tau_{u_i}} t_j^2 + \varphi_i), & j \in [m_i; m_i + N_{\tau_i}] \\ 0, & j \notin [m_i; m_i + N_{\tau_i}] \end{cases}$$
 – при выборе ЛЧМ;
$$s_{ij} = \begin{cases} a \cos(2\pi f_0 i t_j + \varphi_{\delta ik} + \varphi_i), & j \in [m_i + k n_{\delta_i}; m_i + (k+1) n_{\delta_i}] \\ 0, & j \notin [m_i; m_i + N_{\tau_i}] \end{cases}$$
 – при выборе ФКМ;

$k = \overline{0, N_{\delta_i} - 1}$; $\varphi_{\delta ik}$ – случайная величина, с одинаковой вероятностью принимающая значение 0 или π , и характеризующая начальную фазу k -й дискреты i -й реализации ФКМ-импульса; $n_{\delta_i} = \tau_{\delta_i} / \delta t$ – количество временных отсчетов в отдельной дискрете с длительностью τ_{δ_i} в i -й реализации. Вид модуляции сигнала (ПРИ, ЛЧМ или ФКМ) в каждой реализации выбирается случайным образом с равной вероятностью.

Результаты классификации в беспомеховой обстановке и, далее, в условиях FGSM-атаки, получены для двух видов сетей с существенно отличающейся архитектурой. В первом случае сеть CNN-1D аналогична одномерной сверточной сети детектора, описанного выше, кроме того, что ее выходной полно связанный слой имеет три выхода с функцией активации softmax. Количество весов сети CNN-1D составляет 40'595. Во втором случае применена сеть ViT-1D с архитектурой Vision Transformer [13]. Особенностью одномерной архитектуры, отличающей ViT-1D от реализации трансформера в [13], является подача на вход не двумерных фрагментов изображения, а одномерных фрагментов реализации сигнала. Сеть включает входной слой с размерностью 512, к которому подключен слой преобразования выборки сигнала в последовательность его фрагментов (при размерности фрагмента 16 их количество составляет 32). Затем каждый фрагмент подается на позиционный кодировщик с размерностью выхода 32, и далее – на стек из четырех блоков трансформера. Каждый из них включает слой нормализации, слой многоголового внимания (с размерностью векторов запроса, ключа и значения 32, и двумя «головами» внимания) и полно связные слои с 10-процентным прореживанием и функцией активации GeLU [14]. Выходом стека блоков трансформера является последовательность из 32 векторов по 32 элемента каждый. Соответственно классификатор включает входной полно связанный слой на 1024 входа и 256 выходов с функцией активации GeLU, слой 50-процентного прореживания и выходной полно связанный слой с тремя выходами с функцией активации softmax. Общее количество весов трансформера составляет 303'203.

Обучение обоих сетей осуществлялось в течение ста эпох по 2'000 примеров на эпоху без их повторения. Объем тестового набора составил 2'000 примеров, из которых с простым радиоимпульсом – 659, с ЛЧМ-импульсом – 685; с ФКМ-импульсом – 656.

Результаты работы классификаторов при отсутствии атаки приведены в таблице 5. Точность сверточной сети на тестовом наборе составила 97,8%, трансформера – 94,7%. Несколько худший результат трансформера может быть обусловлен низкой эффективностью механизма внимания вследствие случайного равномерного характера временных смещений, длительностей и несущих частот импульсов в реализациях.

Далее обе сети подвергались FGSM-атакам (1) при различных значениях параметра ϵ . Так же, как и в случае детектора, для сравнения на вход классификаторов подавались реализации сигналов тестового набора, просуммированных с двузначным

случайным процессом с равновероятными значениями отсчетов $-\epsilon$ или $+\epsilon$ (случайным возмущением). Кроме того, оценивалась переносимость атак, сформированных для одной сети, на другую. В таблице 6 в столбце $\text{ViT-1D} \leftarrow \text{FGSM}_{\text{CNN}}$ приведены результаты подачи на вход трансформера суммы тестовых реализаций сигнала и атак, сформированных для CNN-1D. Соответственно в столбце $\text{CNN-1D} \leftarrow \text{FGSM}_{\text{ViT}}$ приведены зеркальные результаты, когда суммы тестовых реализаций сигнала и атак, сформированных для ViT-1D, подавались на вход сверточной сети CNN-1D.

Таблица 5. Точность классификации радиоимпульсов по видам их модуляции при отсутствии атаки

Вид сигнала	ПРИ		ЛЧМ		ФКМ	
	CNN-1D	ViT-1D	CNN-1D	ViT-1D	CNN-1D	ViT-1D
ПРИ	642 (97,4%)	642 (97,4%)	11	5	6	12
ЛЧМ	17	36	668 (97,5%)	623 (90,9%)	0	26
ФКМ	7	16	3	11	646 (98,5%)	629 (95,9%)

Таблица 6. Точность классификации радиоимпульсов по видам их модуляции в условиях FGSM-атаки (выделены точности, меньшие 40%)

ϵ	ViT-1D		CNN-1D		Оценка переносимости атаки	
	FGSM	Случ.	FGSM	Случ.	$\text{ViT-1D} \leftarrow \text{FGSM}_{\text{CNN}}$	$\text{CNN-1D} \leftarrow \text{FGSM}_{\text{ViT}}$
0,001	94,10%	94,70%	97,80%	97,80%	94,70%	97,75%
0,002	93,35%	94,75%	97,70%	97,80%	94,70%	97,75%
0,003	92,25%	94,65%	97,50%	97,80%	94,65%	97,70%
0,004	91,20%	94,70%	97,00%	97,85%	94,55%	97,65%
0,005	90,60%	94,65%	96,70%	97,80%	94,55%	97,60%
0,006	90,05%	94,65%	96,25%	97,80%	94,40%	97,50%
0,007	89,20%	94,50%	95,80%	97,70%	94,25%	97,45%
0,008	88,05%	94,55%	95,15%	97,75%	94,05%	97,40%
0,009	86,90%	94,75%	94,80%	97,75%	93,95%	97,25%
0,010	85,45%	94,70%	94,10%	97,75%	93,85%	97,20%
0,020	70,60%	94,50%	85,70%	97,85%	93,25%	96,15%
0,030	52,70%	94,45%	75,80%	97,25%	92,10%	93,60%
0,040	39,00%	94,00%	69,20%	96,35%	89,75%	90,05%
0,050	29,00%	93,70%	63,70%	94,90%	87,25%	86,35%
0,060	20,80%	92,90%	58,95%	92,05%	84,25%	81,90%
0,070	15,75%	91,95%	54,95%	88,20%	80,80%	77,20%
0,080	13,05%	90,70%	51,40%	82,85%	76,95%	73,45%
0,090	11,65%	87,75%	48,05%	74,85%	73,30%	69,40%
0,100	10,40%	83,80%	44,10%	69,75%	67,60%	64,55%
0,200	24,15%	34,80%	32,85%	32,80%	33,45%	32,80%
0,300	32,05%	32,80%	32,85%	32,80%	32,85%	32,80%
0,400	32,15%	32,95%	32,85%	32,80%	32,70%	32,80%
0,500	32,60%	33,00%	32,85%	32,80%	33,45%	32,80%

Из анализа данных таблицы 5 следует, что наименее эффективным воздействие оказалось при его полностью случайном характере, а наиболее эффективным – при его формировании с использованием алгоритма FGSM. При этом трансформер продемонстрировал заметно большую чувствительность к FGSM-атаке по сравнению с одномерной сверточной сетью. Дополнительная особенность трансформера состоит в том, что по мере увеличения ϵ характер снижения его точности, в отличие от сверточной сети, не является монотонным и имеет выраженный минимум 10,40% при $\epsilon = 0,1$. При

$\varepsilon \geq 0,2$ тип возмущения уже не важен, так как точность составляет около 33% во всех случаях и соответствует простому отгадыванию. Переносимость атаки является невысокой, так как точности классификации в этом случае лишь незначительно меньше соответствующих значений при случайном характере возмущения.

Как и в случае детектора, проведена сравнительная оценка эффективности состязательной атаки и гауссовского шума с эквивалентной СКО на примере сети ViT-1D. На вход обученной сети подавались тестовые реализации (3), при этом СКО отсчетов гауссовского шума задавалось как $\sqrt{\sigma^2 + \varepsilon^2}$. FGSM-атака не проводилась. Достигнутые точности классификации при различных ε приведены в таблице 7.

Таблица 7. Точность классификации радиоимпульсов по видам их модуляции на фоне гауссовского шума (выделены точности, меньшие 40%)

ε	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5
q_e , дБ	14,9	14,6	14,1	13,5	12,9	12,2	11,5	10,8	10,2	9,5	4,5	1,2	-1,2	-3,1
Точность, %	94,5	94,8	93,9	93,8	93,1	92,4	91,1	90,3	87,8	84,8	36,6	33,7	32,2	33,3

Из сравнения данных таблиц 5 и 6 следует вывод о практически одинаковой эффективности случайного и гауссовского возмущений, существенно уступающей эффективности FGSM-атаки. Так, снижение точности классификации до 33% и менее в случае FGSM-атаки наблюдалось уже при $\varepsilon = 0,05$ ($q \approx 13$ дБ), а при случайном и гауссовском возмущениях – только при $\varepsilon = 0,2$ ($q \approx 4,5$ дБ), то есть при практически на 10 дБ меньшем значении отношения сигнал/помеха. В случае одномерной сверточной сети эта разница не так существенна и при малых q практически отсутствует.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, как в случае детектирования ПРИ, так и в случае классификации радиоимпульсов по виду модуляции, FGSM-атака продемонстрировала несколько большую эффективность по сравнению со случайными воздействиями различного характера с сопоставимой энергетикой. Этот вывод оказался справедливым даже для сетей с существенно отличающимися архитектурами (сверточной сети и трансформера). При этом уязвимость к состязательным атакам в задаче классификации является заметно большей по сравнению с детектированием. Можно полагать, что при увеличении количества классов чувствительность сетей к подобным атакам также возрастет.

Тем не менее, если целью противодействия является гарантированный срыв задач детектирования (снижение точности до 50-55%) или классификации (снижение точности до 33-35% в рассмотренном примере), то существенного энергетического преимущества FGSM-атаки перед традиционным гауссовским шумом не наблюдается.

Кроме того, практическая реализация FGSM-атаки путем формирования преднамеренных помех РЛС встречает почти непреодолимые сложности. В первую очередь, они состоят в отсутствии необходимых сведений об особенностях построения и функционирования радиолокационного приемника, решающего, по сути, задачу предварительной обработки данных перед подачей на вход нейронной сети. Во-вторых, следует полагать довольно маловероятной ситуацию, когда постановщик помех располагает полной информацией (вплоть до значений весов) о нейросетевой системе обработки РЛС. В-третьих, условием эффективности WB-атаки является наличие весьма точных сведений о пространственном расположении носителя РЛС, необходимых для временной синхронизации помехового воздействия и эхосигнала объекта. Преодоление этих сложностей хоть и не невозможно в принципе, все же требует значительных усилий для обеспечения необходимой полноты и точности информационного обеспечения средств помех подобного рода. Также необходимо отметить ключевое

соображение, состоящее в том, что состязательная атака является малоэффективной против систем обработки, не использующих нейросетевые методы.

Перечисленные соображения позволяют сделать предварительный вывод о нецелесообразности практической реализации способов повышения эффективности противодействия РЛС за счет формирования специальных помеховых воздействий, осуществляющих WB-атаки на нейросетевые системы обработки РЛС.

Не исключено, что какие-либо виды состязательных атак могут характеризоваться более универсальным характером, то есть быть менее чувствительными к изменению архитектуры атакуемой сети или пространственно-временному смещению возмущающего воздействия, чем FGSM. В любом случае, наметившаяся в последние годы тенденция к все более широкому внедрению нейросетевых методов в практику обработки радиолокационных сигналов и изображений требует дальнейшего, хотя бы и исключительно теоретического на сегодняшний день, изучения вопросов формирования помех, способных реализовать эффект состязательной атаки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Goodfellow I.J., Shlens J., Szegedy C. Explaining and Harnessing Adversarial Examples // arXiv:1412.6572v3, 2015. - 11 p. [https://arxiv.org/pdf/1412.6572](https://arxiv.org/pdf/1412.6572.pdf), 10.03.2025.
2. Уорр К. Надежность нейронных сетей. Укрепляем устойчивость ИИ к обману. СПб.: Питер, 2021. - 272 с.
3. Zhou S., Liu C., Ye D., Zhu T., Zhou W., Yu P.S. Adversarial Attacks and Defenses in Deep Learning: From a Perspective of Cybersecurity // ACM Computing Surveys, 2022, V. 55, №8, Article 163. - 39 p. <https://dl.acm.org/doi/10.1145/3547330>, 10.03.2025.
4. Akhtar N., Mian A. Threat of Adversarial Attacks on DL in Computer Vision: A Survey // arXiv:1801.00553v3, 2018. - 21 p. [https://arxiv.org/pdf/1801.00553](https://arxiv.org/pdf/1801.00553.pdf), 10.03.2025.
5. Wang X., Li J., Kuang X., Tan Yu-An, Li J. The security of machine learning in an adversarial setting: A survey // Journal of Parallel and Distributed Computing, 2019, №130. - Pp. 12-23. <https://doi.org/10.1016/j.jpdc.2019.03.003>, 10.03.2025.
6. Zhu X., Montazeri S., Ali M., Hua Yu., Wang Yu., Mou L., Shi Yi., Xu F., Bamler R. Deep Learning Meets SAR // arXiv:2006.10027v2, 2021. - 26 p. <https://arxiv.org/abs/2006.10027>, 10.03.2025.
7. Anas H., Majdoulaye H., Chaimae A., Nabil S.M. Deep Learning for SAR Image Classification // Intelligent Systems and Applications, 2020. - Pp. 890-898. https://doi.org/10.1007/978-3-030-29516-5_67, 10.03.2025.
8. Du C., Zhang L. Adversarial Attack for SAR Target Recognition Based on UNet-Generative Adversarial Network // Remote Sensing, 2021, №13. - 20 p. <https://doi.org/10.3390/rs13214358>, 10.03.2025.
9. Gao W., Liu Y., Zeng Y., Liu Q., Li Q. SAR Image Ship Target Detection Adversarial Attack and Defence Generalization Research // Sensors, 2023, №23. - 12 p. <https://doi.org/10.3390/s23042266>, 10.03.2025.
10. Li H., Huang H., Chen L., Peng J., Huang H., Cui X., Mei X., Wu G. Adversarial Examples for CNN-Based SAR Image Classification: An Experience Study // IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, 2021, №14. – Pp. 1333-1347.
11. Peng B., Peng B., Yong S., Liu L. An Empirical Study of Fully Black-Box and Universal Adversarial Attack for SAR Target Recognition // Remote Sensing, 2022, №14(16). <https://doi.org/10.3390/rs14164017>, 10.03.2025.
12. Zhang Z., Gao X., Liu S., Peng B., Wang Y. Energy-Based Adversarial Example Detection for SAR Images// Remote Sensing, 2022, №14. – 19 p. <https://doi.org/10.3390/rs14205168>, 10.03.2025.

13. Dosovitskiy A., Beyer L., Kolesnikov A., Weissenborn D., Zhai X., Unterthiner T., Dehghani M., Minderer M., Heigold G., Gelly S., Uszkoreit J., Houlsby N. An Image is Worth 16x16 Words: Transformers for Image Recognition at Scale // arXiv:2010.11929v2, 2020. – 22 p. <https://arxiv.org/abs/2010.11929>, 10.03.2025.
14. Hendrycks D., Gimpel K. Gaussian Error Linear Units (GELUs) // arXiv:1606.08415v5, 2023. – 10 p. <https://arxiv.org/abs/1606.08415>, 10.03.2025.

REFERENCES

1. Goodfellow I.J., Shlens J., Szegedy C. Explaining and Harnessing Adversarial Examples // arXiv:1412.6572v3, 2015. - 11 p. <https://arxiv.org/pdf/1412.6572.pdf>, 10.03.2025.
2. Warr K. Strenghtening Deep Neural Networks. Making AI Less Susceptible To Adversarial Trickery. O'Reilly, 2019. - 244 p.
3. Zhou S., Liu C., Ye D., Zhu T., Zhou W., Yu P.S. Adversarial Attacks and Defenses in Deep Learning: From a Perspective of Cybersecurity // ACM Computing Surveys, 2022, V. 55, №8, Article 163. - 39 p. <https://dl.acm.org/doi/10.1145/3547330>, 10.03.2025.
4. Akhtar N., Mian A. Threat of Adversarial Attacks on DL in Computer Vision: A Survey // arXiv:1801.00553v3, 2018. - 21 p. <https://arxiv.org/pdf/1801.00553.pdf>, 10.03.2025.
5. Wang X., Li J., Kuang X., Tan Yu-An, Li J. The security of machine learning in an adversarial setting: A survey // Journal of Parallel and Distributed Computing, 2019, №130. - Pp. 12-23. <https://doi.org/10.1016/j.jpdc.2019.03.003>, 10.03.2025.
6. Zhu X., Montazeri S., Ali M., Hua Yu., Wang Yu., Mou L., Shi Yi., Xu F., Bamler R. Deep Learning Meets SAR // arXiv:2006.10027v2, 2021. - 26 p. <https://arxiv.org/abs/2006.10027>, 10.03.2025.
7. Anas H., Majdoulaye H., Chaimae A., Nabil S.M. Deep Learning for SAR Image Classification // Intelligent Systems and Applications, 2020. - Pp. 890-898. https://doi.org/10.1007/978-3-030-29516-5_67, 10.03.2025.
8. Du C., Zhang L. Adversarial Attack for SAR Target Recognition Based on UNet-Generative Adversarial Network // Remote Sensing, 2021, №13. - 20 p. <https://doi.org/10.3390/rs13214358>, 10.03.2025.
9. Gao W., Liu Y., Zeng Y., Liu Q., Li Q. SAR Image Ship Target Detection Adversarial Attack and Defence Generalization Research // Sensors, 2023, №23. - 12 p. <https://doi.org/10.3390/s23042266>, 10.03.2025.
10. Li H., Huang H., Chen L., Peng J., Huang H., Cui X., Mei X., Wu G. Adversarial Examples for CNN-Based SAR Image Classification: An Experience Study // IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, 2021, №14. – Pp. 1333-1347.
11. Peng B., Peng B., Yong S., Liu L. An Empirical Study of Fully Black-Box and Universal Adversarial Attack for SAR Target Recognition // Remote Sensing, 2022, №14(16). <https://doi.org/10.3390/rs14164017>, 10.03.2025.
12. Zhang Z., Gao X., Liu S., Peng B., Wang Y. Energy-Based Adversarial Example Detection for SAR Images// Remote Sensing, 2022, №14. – 19 p. <https://doi.org/10.3390/rs14205168>, 10.03.2025.
13. Dosovitskiy A., Beyer L., Kolesnikov A., Weissenborn D., Zhai X., Unterthiner T., Dehghani M., Minderer M., Heigold G., Gelly S., Uszkoreit J., Houlsby N. An Image is Worth 16x16 Words: Transformers for Image Recognition at Scale // arXiv:2010.11929v2, 2020. – 22 p. <https://arxiv.org/abs/2010.11929>, 10.03.2025.
14. Hendrycks D., Gimpel K. Gaussian Error Linear Units (GELUs) // arXiv:1606.08415v5, 2023. – 10 p. <https://arxiv.org/abs/1606.08415>, 10.03.2025.

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА В СОЗДАНИИ ВЫСОКОТОЧНЫХ ЦИФРОВЫХ МОДЕЛЕЙ МЕСТНОСТИ И ЕГО РОЛЬ В ОПТИМИЗАЦИИ ГРАДОСТРОИТЕЛЬСТВА

М. Э. Самойлов, Д. В. Поддубный

Межвидовой центр подготовки и боевого применения войск РЭБ (учебный и испытательный), Тамбов, Россия

Аннотация. В статье анализируется значение радиотехнического мониторинга для создания высокоточных цифровых моделей местности (ЦММ) и его роль в оптимизации градостроительной деятельности. Рассматриваются фундаментальные принципы и потенциал радиотехнического мониторинга, а также его влияние на повышение точности и актуальности данных о местности. Подчёркивается необходимость использования ЦММ для детального анализа территории, эффективного планирования строительства и оценки воздействия на окружающую среду.

Ключевые слова: Радиотехнический мониторинг, цифровые модели местности, градостроительство, оптимизация, анализ территории, планирование строительства, воздействие на окружающую среду.

ANALYSIS OF THE EFFECTIVENESS OF RADIO ENGINEERING MONITORING IN CREATING HIGH-PRECISION DIGITAL TERRAIN MODELS AND ITS ROLE IN OPTIMIZING URBAN DEVELOPMENT

M. E. Samoylov, D. V. Poddubny

Inter-service center for training and combat use of electronic warfare troops (training and test),
Tambov, Russia

Abstract. This article analyzes the significance of radio engineering monitoring in creating high-precision digital terrain models (DTMs) and its role in optimizing urban development. The fundamental principles and potential of radio engineering monitoring are considered, as well as its impact on improving the accuracy and relevance of terrain data. The necessity of using DTMs for detailed territory analysis, efficient construction planning, and environmental impact assessment is emphasized.

Keywords: Radio engineering monitoring, digital terrain models, urban development, optimization, territory analysis, construction planning, environmental impact assessment.

1. ВВЕДЕНИЕ

В современном мире градостроительство становится всё более сложным и многогранным процессом, требующим точных данных о местности. Одним из ключевых инструментов для получения таких данных является радиотехнический мониторинг [1].

Практическое применение радиотехнического мониторинга охватывает широкий спектр методов и технологий, включая дистанционное зондирование, спутниковую съёмку и обследование местности с помощью беспилотных летательных аппаратов. В первую очередь, данный метод существенно сокращает временные и финансовые затраты, связанные с проведением традиционных полевых исследований. Кроме того, данные, получаемые с помощью радиотехнического мониторинга, отличаются высокой точностью и объективностью, что сводит к минимуму вероятность ошибок на этапе проектирования. Наконец, этот подход позволяет осуществлять мониторинг изменений

местности практически в реальном времени, что имеет решающее значение для оперативной корректировки градостроительных планов в соответствии с текущими условиями.

Таким образом, радиотехнический мониторинг является неотъемлемой частью современного градостроительного процесса, гарантируя необходимую точность, оперативность и актуальность сведений о местности, что, в свою очередь, способствует принятию обоснованных и эффективных решений.

2. КОНЦЕПТУАЛЬНЫЕ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ПРИМЕНЕНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ЦИФРОВЫХ МОДЕЛЕЙ МЕСТНОСТИ

Радиотехнический мониторинг представляет собой специализированный процесс, включающий сбор и анализ данных о характеристиках радиочастотного спектра и особенностях его использования. Данный подход позволяет получать прецизионную информацию о рельефе, пространственном расположении объектов и иных геофизических параметрах исследуемой территории, необходимую для формирования высокоточных цифровых моделей местности (ЦММ) [2].

Радиотехнический мониторинг предоставляет уникальный набор возможностей для создания цифровых моделей местности (ЦММ), в особенности в условиях, когда применение традиционных методов ограничено или характеризуется сниженной эффективностью. Процедура построения ЦММ на основе данных радиотехнического мониторинга включает ряд последовательных и взаимосвязанных этапов, начиная со сбора первичной информации и заканчивая валидацией сформированной модели.

Процесс радиотехнического мониторинга включает следующие операции [2]:

1. Сбор данных о радиочастотном спектре с помощью специализированного оборудования.
2. Анализ полученных данных для выявления характеристик радиосигналов и их источников.
3. Определение местоположения объектов на основе анализа радиосигналов.
4. Создание цифровых моделей местности на основе полученных данных.
5. Мониторинг изменений в радиочастотном спектре и обновление цифровых моделей местности.

Перечень оборудования, предназначенного для сбора данных:

- Спектрометры — устройства, которые измеряют интенсивность электромагнитного излучения на разных частотах, позволяющее анализировать спектр частот и определять наличие сигналов в определённом диапазоне.
- Антенны — необходимы для приёма радиосигналов. Выбор антенн зависит от диапазона частот, которые необходимо исследовать.
- Программное обеспечение — используется для обработки и анализа собранных данных. Оно позволяет визуализировать результаты, идентифицировать сигналы и их характеристики, а также анализировать спектр для выявления возможных проблем.

Таблица 1. Ключевое оборудование для радиотехнического мониторинга

Характеристика	Спектрометр	Антенна	Программное обеспечение
Основная функция	Измерение	Приём сигнала	Обработка и анализ
Ключевые параметры	Диапазон, чувствительность	Диапазон, усиление	Алгоритмы, визуализация

3. ЗНАЧЕНИЕ ВЫСОКОТОЧНЫХ ЦИФРОВЫХ МОДЕЛЕЙ МЕСТНОСТИ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ГРАДОСТРОИТЕЛЬСТВА

Высокоточные ЦММ — трёхмерные модели, которые представляют собой детальное отображение рельефа и объектов на определённой территории. Они могут быть созданы с помощью различных методов, включая радиотехнический мониторинг. Такие модели являются важным инструментом для оптимизации градостроительства, поскольку они позволяют:

- Проводить анализ территории: ЦММ помогают выявить особенности рельефа, расположение объектов и другие характеристики местности, которые могут повлиять на проектирование и строительство.
- Планировать строительство: с помощью ЦММ можно определить оптимальные места для размещения зданий и сооружений, а также рассчитать необходимые объёмы земляных работ.
- Оценивать воздействие на окружающую среду: ЦММ позволяют оценить влияние строительства на окружающую среду и разработать меры по его минимизации [3].

4. МЕТОДОЛОГИЯ ФОРМИРОВАНИЯ ЦИФРОВЫХ МОДЕЛЕЙ МЕСТНОСТИ НА ОСНОВЕ ИНТЕГРАЦИИ ДАННЫХ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА

Методология создания цифровых моделей местности (ЦММ) с использованием радиотехнического мониторинга представляет собой последовательность взаимосвязанных этапов, каждый из которых играет ключевую роль в обеспечении точности и достоверности конечного продукта.

Создание ЦММ с применением радиотехнического мониторинга включает следующие основные этапы:

1. Сбор данных о радиочастотном спектре: Специализированное оборудование (спектрометры, антенны) измеряет интенсивность электромагнитного излучения и определяет местоположение источников радиосигналов [1], получая информацию о рельефе и объектах местности.
2. Обработка и анализ данных: Специализированное ПО фильтрует шумы, калибрует данные и определяет координаты точек местности на основе анализа радиосигналов [2].

3. Построение ЦММ: Интерполяция и формирование рельефа: Дискретный набор координат преобразуется в непрерывное представление рельефа с использованием алгоритмов интерполяции, таких как:

- Триангуляция Делоне: Создание сети треугольников для линейной интерполяции высот.
- Методы сплайнов: Создание гладкой поверхности с использованием кусочно-полиномиальных функций.
- Методы кrigинга: Геостатистическая интерполяция, учитывающая пространственную автокорреляцию данных. Выбор метода зависит от плотности данных и характера рельефа [3].

4. Валидация ЦММ: Оценка точности модели посредством сравнения с контрольными точками, полученными независимыми методами [4].

Применение современных методов радиотехнического мониторинга позволяет создавать высокоточные и оперативно обновляемые ЦММ, обладающие значительным потенциалом для использования в широком спектре приложений, включая градостроительное планирование, управление земельными ресурсами и мониторинг экологической обстановки.

5. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАЗЛИЧНЫХ МЕТОДОВ ПОЛУЧЕНИЯ ГЕОПРОСТРАНСТВЕННЫХ ДАННЫХ ДЛЯ ЦЕЛЕЙ СОЗДАНИЯ ЦИФРОВЫХ МОДЕЛЕЙ МЕСТНОСТИ

В рамках исследования эффективности различных подходов к созданию цифровых моделей местности (ЦММ) был проведен сравнительный анализ методов лазерного сканирования (LiDAR), спутниковой фотограмметрии, традиционной геодезической съемки и радиотехнического мониторинга. Результаты анализа демонстрируют наличие ряда компромиссов между достижаемой точностью, экономическими затратами и условиями применимости каждого из методов.

Так, метод воздушного лазерного сканирования (ALS), основанный на технологии LiDAR, городских территориях.

Фотограмметрический метод, основанный на использовании спутниковых снимков, привлекателен благодаря относительно низкой стоимости, глобальному охвату и доступности архивных данных. Тем не менее, точность создаваемых с его помощью ЦММ ограничена, особенно при необходимости высокого разрешения, а также сохраняется зависимость от погодных условий и трудности в получении данных о рельефе под пологом леса.

Традиционная геодезическая съемка, опирающаяся на использование высокоточного оборудования, такого как GPS/GNSS-приемники, обеспечивает высокую точность измерений в локальных областях. Однако, применение данного метода сопряжено со значительными временными и трудовыми затратами, особенно при обследовании больших территорий и сложных рельефов, а также проблематично в труднодоступных районах.

В отличие от перечисленных методов, радиотехнический мониторинг обладает потенциалом для работы в сложных метеорологических условиях и может быть реализован с относительно меньшими затратами, особенно при использовании существующей инфраструктуры радиосвязи. Кроме того, данный метод превосходит спутниковую фотограмметрию по точности и позволяет получать данные о местности, недоступные для оптических систем, например, о рельефе, скрытом за зданиями. Необходимо отметить, что точность и детализация создаваемых ЦММ, как правило, уступают LiDAR, однако радиотехнический мониторинг представляется более эффективным инструментом для мониторинга больших территорий и труднодоступных

районов, обеспечивая более оперативную и экономичную съемку [1, 2]. Таким образом, выбор оптимального метода создания ЦММ определяется исходя из специфики задачи и приоритетности критерии точности, стоимости и оперативности получения данных.

6. ПРАКТИЧЕСКОЕ ПРИМЕНЕНИЕ ВЫСОКОТОЧНЫХ ЦИФРОВЫХ МОДЕЛЕЙ МЕСТНОСТИ, СОЗДАННЫХ НА ОСНОВЕ ДАННЫХ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА, В ПРОЦЕССАХ ОПТИМИЗАЦИИ ГРАДОСТРОИТЕЛЬСТВА

Высокоточные цифровые модели местности (ЦММ), созданные на основе данных радиотехнического мониторинга, играют все более значимую роль в оптимизации градостроительной деятельности. Их применение позволяет существенно улучшить процессы планирования и проектирования городских территорий, повысить эффективность управления земельными ресурсами и градостроительным развитием, а также успешно решать задачи в различных областях, таких как планирование инфраструктуры, оценка воздействия на окружающую среду и управление кризисными ситуациями [3].

Улучшение планирования и проектирования городских территорий:

- Точный анализ рельефа: ЦММ обеспечивают детальное отображение рельефа, что позволяет учитывать особенности местности при проектировании зданий, дорог и других объектов инфраструктуры. Это позволяет избежать ошибок проектирования, снизить затраты на земляные работы и обеспечить устойчивость конструкций [4].
- Визуализация проектов: ЦММ позволяют создавать реалистичные трехмерные модели будущих объектов, что помогает оценить их влияние на окружающую среду и получить обратную связь от общественности.
- Оптимизация размещения объектов: ЦММ позволяют определить оптимальные места для размещения различных объектов, исходя из критериев доступности, транспортной связности и экологической безопасности.

Влияние на процессы управления земельными ресурсами и градостроительным развитием:

- Учет кадастровой информации: ЦММ могут быть интегрированы с кадастровыми данными, что позволяет эффективно управлять земельными ресурсами и контролировать соблюдение градостроительных норм и правил.
- Оценка стоимости недвижимости: ЦММ позволяют проводить точную оценку стоимости недвижимости, учитывая особенности рельефа, инфраструктуру и другие факторы.
- Прогнозирование развития территорий: ЦММ позволяют моделировать различные сценарии развития территорий и оценивать их последствия для экономики, экологии и социальной сферы.

Примеры использования ЦММ в градостроительстве:

- Планирование инфраструктуры: ЦММ используются для проектирования новых дорог, инженерных сетей и других объектов инфраструктуры, учитывая особенности рельефа и существующую застройку. Это позволяет снизить затраты на строительство и обеспечить надежность и эффективность инфраструктуры [5].
- Оценка воздействия на окружающую среду: ЦММ используются для оценки влияния строительства на окружающую среду, например, для моделирования распространения шума, загрязнения воздуха и изменения

гидрологического режима. Это позволяет разработать меры по минимизации негативного воздействия на окружающую среду.

- Управление кризисными ситуациями: ЦММ используются для моделирования сценариев наводнений, оползней и других стихийных бедствий, что позволяет разработать планы эвакуации населения и снизить риск человеческих жертв и материального ущерба.

7. ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ МЕТОДОВ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ВЫСОКОТОЧНЫХ ЦИФРОВЫХ МОДЕЛЕЙ МЕСТНОСТИ

Эффективность радиотехнического мониторинга в создании высокоточных ЦММ обусловлена его способностью предоставлять точные и актуальные данные о местности. Это позволяет создавать модели, которые максимально соответствуют действительности и могут быть использованы для принятия обоснованных решений в области градостроительства [4].

Таким образом, рисунок 1 будет иллюстрировать пример ЦММ, созданной с использованием данных радиотехнического мониторинга.

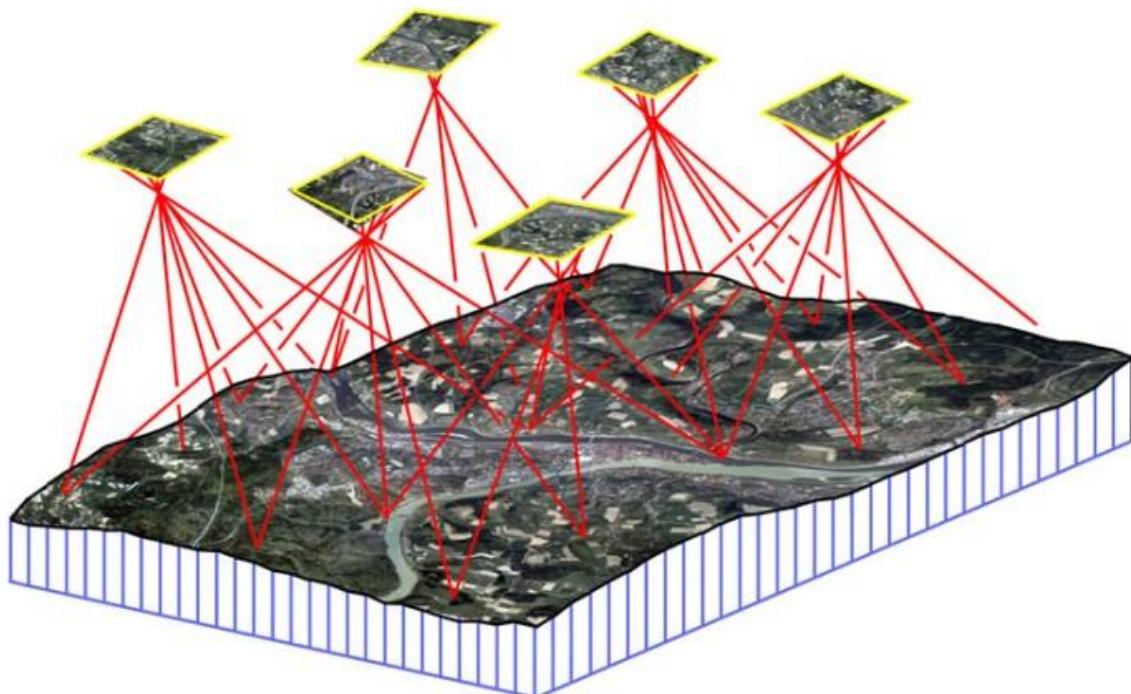


Рис. 1. Пример цифровой модели местности, созданной на основе данных радиотехнического мониторинга

Кроме того, радиотехнический мониторинг может быть использован для мониторинга изменений в местности, что позволяет своевременно обновлять ЦММ и учитывать новые данные при планировании строительства. Это особенно важно в условиях быстрого развития городов и изменения ландшафта [5].

Для наглядности можно представить данные в виде таблицы, где будут отражены преимущества использования радиотехнического мониторинга для создания ЦММ:

Таблица 2. Преимущества применения радиотехнического мониторинга при создании цифровых моделей местности

Преимущества	Описание
Точность данных	Радиотехнический мониторинг позволяет получить точные данные о рельефе местности и расположении объектов.
Актуальность данных	Данные, полученные с помощью радиотехнического мониторинга, являются актуальными и могут быть использованы для своевременного обновления ЦММ.
Эффективность	Использование радиотехнического мониторинга позволяет оптимизировать процессы проектирования и строительства.

8. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведённый анализ подтверждает, что радиотехнический мониторинг играет критически важную роль в современном градостроительстве. Интеграция этого метода в создание высокоточных цифровых моделей местности (ЦММ) обеспечивает высокую детализацию и актуальность данных, необходимых для принятия обоснованных градостроительных решений.

Установлено, что радиотехнический мониторинг повышает точность ЦММ, особенно в сложных условиях, что положительно влияет на планирование инфраструктуры, проектирование и оценку воздействия на окружающую среду. Помимо статических данных, он позволяет отслеживать динамические изменения ландшафта, важные для адаптации к меняющимся условиям и предотвращения рисков.

Экономический анализ показывает долгосрочную выгоду от использования радиотехнического мониторинга благодаря снижению затрат на полевые работы и повышению точности.

В заключение, радиотехнический мониторинг не является универсальным решением, но его потенциал для оптимизации градостроительных процессов неоспорим. Дальнейшие исследования должны быть направлены на совершенствование алгоритмов, оборудования и интеграцию с другими технологиями (ГИС, БПЛА, ИИ). Это позволит в полной мере реализовать потенциал радиотехнического мониторинга для создания устойчивых и эффективных городских сред. Радиотехнический мониторинг – это фундаментальная основа для эволюции градостроительства, обеспечивающая принятие научно обоснованных решений для устойчивого развития.

ЛИТЕРАТУРА

1. Васильев, Д. В., Гридин, В. А., Замятин, А. В. Радиотехнические системы. Воронеж: Воронежский университет инженерных технологий, 2019. - 176 с.
2. Гринев, А. Ю., Гринев, В. Ю., Завидонов, С. Г. Радиотехнические системы. Воронеж: Воронежский университет инженерных технологий, 2021. - 316 с.
3. Сухих, В. И., Смирнов, А. Н., Тикунов, В. С., Новиков, С. Я. Цифровые модели местности: учебное пособие. М.: Академический Проект, 2021. - 352 с.
4. Котовский, Г. Г., Данилова, Т. В., Котовская, О. Г. Автоматизация проектирования систем и средств радиотехники: учебное пособие. М.: Высшая школа, 2004. - 416 с.

5. Малюх, В. Н. Введение в современные САПР: курс лекций. М.: ДМК Пресс, 2010. - 240 с.

REFERENCES

1. Vasilyev, D.V., Gridin, V.A., & Zamyatin, A.V. (2019). Radio Engineering Systems. Voronezh: Voronezh State University of Engineering Technologies. - 176 p.
2. Grinev, A.Yu., Grinev, V.Yu., & Zavidonov, S.G. (2021). Radio Engineering Systems. Voronezh: Voronezh State University of Engineering Technologies. - 316 p.
3. Sukhikh, V.I., Smirnov, A.N., Tikunov, V.S., & Novikov, S.Ya. (2021). Digital Terrain Models: A Textbook. M.: Academic Project. - 352 p.
4. Kotovsky, G.G., Danilova, T.V., & Kotovskaya, O.G. (2004). Automation of Design of Systems and Means of Radio Engineering: A Textbook. M.: Higher School. - 416 p.
5. Malyukh, V.N. (2010). Introduction to Modern CAD: A Course of Lectures. M.: DMK Press. - 240 p.

УГЛОМЕСТНОЕ ПЕЛЕНГОВАНИЕ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ ИНТЕГРАЛЬНОГО ОПЕРАТОРА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

О. В. Афанасьев¹, М. П. Сличенко¹, М. И. Козлов¹

¹АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. На практике угломестные пеленгационные антенные решетки проявляют анизотропию характеристик направленности в азимутальной плоскости, которая не является информативной и, вместе с тем, подлежит учету при оценивании угла места. Предложен новый метод пеленгования источников радиоизлучения в угломестной плоскости, основанный на применении интегрального оператора преобразования характеристик направленности пеленгационной антенной решетки, характеризующего ее угломестную направленность с учетом азимутальной анизотропии диаграммы направленности. Применение метода позволяет сократить вычислительные затраты и повысить быстродействие вычисление угла места на источник радиоизлучения.

Ключевые слова: азимут, антенная решетка, оператор проектирования, пеленгатор, пеленгационный рельеф, угол места.

ELEVATION DIRECTION FINDING OF SOURCES OF RADIO-FREQUENCY RADIATION ON THE BASIS OF THE INTEGRATED OPERATOR OF TRANSFORMATION OF DIRECTIONAL CHARACTERISTICS OF AN ARRAY

O.V. Afanasyev¹, M. P. Slichenko¹, O. N. Titova^{1,2}

¹JSC «Concern «Svezdie» , Voronezh, Russia

Abstract. In practice elevation direction finding arrays manifest anisotropy of directional characteristics in an azimuthal plane which is not informative and, at the same time, is subject to the account at a sizing up of an angle of elevation. The new method of direction finding of sources of radio-frequency radiation in elevation is offered a plane, based on application of the integrated operator of transformation of directional characteristics by the direction-finding aerial of the lattice, characterising it elevation directivity taking into account azimuthal anisotropy of the diagramme of directivity. Method application allows to devide out computing expenses and to raise speed scaling of an angle of elevation on a source of radio-frequency radiation.

Keywords: an azimuth, an array, the operator of designing, a direction finder, a direction finding landform, an angle of elevation.

1. ВВЕДЕНИЕ

В большинстве задач радиомониторинга источников радиоизлучений рассматривается задача пеленгования в азимутальной либо в азимутально-угломестной плоскостях [1-5], что обусловлено высокой информативностью азимута для решения последующих задач, включая определение координат источников углеренным (триангуляционным) способом. Широко исследованы методы формирования из векторов наблюдаемых данных решающей функции статистических алгоритмов

пеленгования – пеленгационного рельефа (ПР), оценки потенциальной точности оценивания азимута и (или) угла места в условиях сложной электромагнитной обстановки [6-8]. Также активно развиваются специализированные высокоэффективные способы интерполяции и численной оптимизации ПР на основе модифицированного интерполяционного ряда Котельникова [9-11], используемые в аппаратуре цифровой обработки сигналов средств радиомониторинга.

Вместе с тем, в ряде практических приложений теории радиомониторинга, представляет отдельный интерес решение задачи пеленгования источников радиоизлучений только в угломестной плоскости. Для такой задачи азимут на источник радиоизлучения не является информативным параметром. Однако, в рамках теории статистического оценивания параметров сигналов, целевая функция должна быть оптимизирована по всем неизвестным параметрам, включая неинформативные. Это приводит к тому, что для решения рассматриваемой задачи необходимо формировать азимутально-угломестный ПР и находить глобальный максимум рельефа в пространстве двух параметров – азимута и угла места.

Следует отметить, что рассматриваемые в теории антенн для пеленгования по углу места линейные антенные решетки как правило обладают изотропными в азимутальном круге характеристиками направленности, что дает возможность выбрать в качестве неизвестного азимута его произвольное значение в области $[0, 2\pi]$. Действительно, при таких предположениях о характеристиках направленности антенной решетки, азимутально-угломестный ПР не будет проявлять азимутальную зависимость.

Однако, реальные линейные антенные решетки содержат в своем составе фидерные линии, наличие которых (а также иных элементов конструкции решетки) в общем случае приводит к азимутальной анизотропии характеристик направленности. Будучи предназначеными для пеленгования в угломестной плоскости, такие решетки не обеспечивают статистически значимой и достоверной разрешающей способности по азимуту, а соответствующая им азимутальная зависимость ПР не является информативной в рассматриваемой задаче.

Несмотря на это, отсутствуют какие-либо физически обоснованные аргументы для перехода от рассматриваемой двухмерной задачи поиска к одномерной, так как различные азимуты в общем случае не равнозначны и приводят к различным сечениям ПР. Истинный азимут на источник радиоизлучения является априорно неизвестным параметром, по которому (наряду с информативным параметром – углом места) необходимо оптимизировать двухмерный ПР. Это приводит к соответствующим вычислительным затратам, обусловленным необходимостью дискретизации ПР по двум аргументам и нахождению глобального максимума двухмерной поверхности, характеризуемой специфической особенностью – наличием областей типа «насыпь», ориентированных по азимутальным сечениям ПР, вдоль которых возможно многошаговое итерационное блуждание и зацикливание современных алгоритмов численной оптимизации первого и второго порядков, основанных на применении градиента и гессиана целевой функции соответственно [12]. Одновременно с этим, для реализации такой оптимизации и нахождения угла места требуется хранить в аппаратуре радиомониторинга информацию о характеристиках направленности антенной решетки как по углу места, так и по азимуту в виде отсчетов векторной комплексной диаграммы направленности (ВКДН) на азимутально-угломестной сетке аргументов.

Авторами настоящей работы в рамках строгих методов теории статистического оценивания найден новый метод снижения размерности ПР при решении обозначенной задачи, позволяющий значительно сократить объем вычислений и используемых при

вычислении угла места отсчетов ВКДН без ухудшения точности и достоверности результата пеленгования.

Цель работы – изложить основные результаты научного обоснования нового метода угломестного пеленгования источников радиоизлучения на основе интегрального оператора преобразования характеристик направленности пеленгационной антенной решетки.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Как отмечалось ранее, в работах [1-4] достаточно широко исследованы вопросы многоканального обнаружения и пеленгования источников узкополосных радиосигналов на фоне гауссовского шума. Необходимым для дальнейшего изложения материала основным результатом указанных работ является структура решающего правила совместного обнаружения и пеленгования, которое в случае азимутально-угломестного пеленгования имеет вид:

$$M(\hat{\theta}, \hat{\beta}) \geq h, \quad (1)$$

где h – выбираемый по критерию Неймана–Пирсона порог принятия решения о справедливой гипотезе; $(\hat{\theta}, \hat{\beta})$ – максимально правдоподобные оценки азимута и угла места на ИРИ соответственно:

$$(\hat{\theta}, \hat{\beta}) = \arg \sup_{\theta, \beta} M(\theta, \beta); \quad (3)$$

$M(\theta, \beta)$ – максимально правдоподобный нормированный ПР, являющийся решающей функцией:

$$M_0(\theta, \beta) = \frac{[\dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)]^H \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{W}}_0 \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)}{[\dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)]^H \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)}; \quad (4)$$

$\dot{\mathbf{W}}_0 = \dot{\mathbf{W}} / \text{tr}(\dot{\mathbf{W}})$ – эрмитовая нормированная матрица размера $N \times N$ взаимных энергий сигналов, накопленная по серии из $R \geq 1$ принятых N -канальным обнаружителем-пеленгатором (ОП) временных реализаций:

$$\dot{\mathbf{W}} = \sum_{r=0}^{R-1} \dot{\mathbf{W}}^{(r)}; \quad (5)$$

$\dot{\mathbf{W}}^{(r)}$ – матрица взаимных энергий сигналов, вычисленная по результатам обработки r -й принимаемой реализации; $\dot{\mathbf{H}}(\theta)$ – векторная комплексная диаграмма направленности (ВКДН) антенной решетки ОП, вычисленная на несущей частоте радиосигнала; $\dot{\mathbf{K}}$ – в общем случае недиагональная матрица ковариации шума.

В соответствии с теорией статистического оценивания, ввиду не информативности азимута перейдем к рассмотрению интегрального (безусловного) угломестного ПР $M_\Sigma(\beta)$:

$$M_\Sigma(\beta) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} M_0(\theta, \beta) d\theta \quad (6)$$

или

$$M_\Sigma(\beta) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{[\dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)]^H \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{W}}_0 \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)}{[\dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)]^H \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)} d\theta. \quad (7)$$

Тогда, оценка угла места может быть найдена как положение глобального максимума интегрального ПР:

$$\hat{\beta} = \arg \sup_{\beta} M_{\Sigma}(\beta). \quad (8)$$

Заметим, что в правой части (7) под знаком интеграла находится отношение двух квадратичных форм, образованных вектор-функцией ВКДН и вычисление оценки (8) требует хранения в аппаратуре радиомониторинга ВКДН во всей двумерной области изменения азимута и угла места для последующего формирования подынтегрального выражения и вычисления интеграла для каждого пеленгуемого сигнала, что на практике сопряжено со следующими трудностями:

- высокие вычислительные затраты на расчет угла места одного источника радиоизлучения;
- необходимость хранения в памяти устройства радиомониторинга большого объема данных в виде отсчетов векторной комплексной функции – ВКДН;
- необходимость замены операции интегрирования на конечную сумму отсчетов подынтегральной функции (например, при использовании метода трапеций) требует высокой частоты дискретизации ВКДН по азимуту, что требует увеличения объема хранимых данных.

С целью преодоления обозначенных трудностей авторами настоящей работы предложен специализированный метод представления правой части (7) в виде замкнутого точного аналитического выражения с исключением операции интегрирования и сокращением объема хранимых данных.

3. ИНТЕГРАЛЬНЫЙ ОПЕРАТОР ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Перепишем подынтегральное выражение в правой части (7) в следующем виде:

$$M_0(\theta, \beta) = \frac{[\dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)]^H \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{W}}_0 \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)}{[\dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)]^H \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)} = \text{tr}[(\dot{\mathbf{K}}^{-1/2} \dot{\mathbf{W}}_0 \dot{\mathbf{K}}^{-1/2}) \dot{\Pi}(\theta, \beta)], \quad (8)$$

где введена матрица-проектор

$$\dot{\Pi}(\theta, \beta) = \frac{\dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta) [\dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)]^H \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}}}{[\dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)]^H \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)}, \quad (9)$$

удовлетворяющая свойствам идемпотентности $\dot{\Pi}(\theta) \dot{\Pi}(\theta) = \dot{\Pi}(\theta)$ и нормировки $\text{tr}(\dot{\Pi}(\theta)) = 1$.

Выражение (8) имеет следующий физический смысл. В результате приема электромагнитной волны с помощью многоканальной антенной решетки и преобразования волны радиоприемным устройством ОП в радиосигналы, информация о ее направлении прихода содержится во взаимных спектрах сигнала, характеризуемых матрицей взаимных энергий. Характеристики направленности антенной решетки в зависимости от направления прихода волны обеспечивают избирательность ее приема в пространстве, реализуя пространственный фильтр, параметры которого полностью определяются ВКДН антенной решетки. ПР представляет собой результат проектирования декоррелированной матрицы взаимных энергий сигналов на сигнальное подпространство. Обладающий стохастической природой аддитивный шум искажает принимаемый радиосигнал, в результате чего амплитудные и фазовые соотношения

между элементами матрицы взаимных энергий носят случайный характер. Результатом воздействия оператора проектирования (9) на матрицу взаимных энергий сигналов является сигнальная составляющая матрицы,

$$\dot{\mathbf{W}}_s = (\dot{\mathbf{K}}^{-1/2} \dot{\mathbf{W}}_0 \dot{\mathbf{K}}^{-1/2}) \dot{\Pi}(\theta, \beta), \quad (10)$$

количественно характеризуемая в метрике $\text{tr}(\cdot)$. Параметр $(\hat{\theta}, \hat{\beta})$ оператора проектирования, при котором величина проекции $\text{tr}(\dot{\mathbf{W}}_s)$ принимает наибольшее значение, принимается в качестве оценки направления прихода волны.

В результате представления ПР в виде (8) для интегрального ПР получаем следующее аналитическое выражение,

$$M_\Sigma(\beta) = \frac{1}{2\pi} \text{tr} \left(\left(\dot{\mathbf{K}}^{-1/2} \dot{\mathbf{W}}_0 \dot{\mathbf{K}}^{-1/2} \right) \int_0^{2\pi} \dot{\Pi}(\theta, \beta) d\theta \right). \quad (11)$$

Введем понятие интегрального оператора преобразования характеристик направленности пеленгационной антенной решетки,

$$\dot{\Pi}_\Sigma(\beta) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \dot{\Pi}(\theta, \beta) d\theta, \quad (12)$$

и представим интегральный ПР в следующем виде

$$M_\Sigma(\beta) = \text{tr} \left(\left(\dot{\mathbf{K}}^{-1/2} \dot{\mathbf{W}}_0 \dot{\mathbf{K}}^{-1/2} \right) \dot{\Pi}_\Sigma(\beta) \right). \quad (13)$$

Выражение (13) обладает следующими свойствами:

- в правой части выражения отсутствует неинформативный параметр – азимут;
- правая часть (13) позволяет вычислять производные произвольного порядка интегрального ПР, что необходимо для применения метода численной оптимизации функции и нахождения оценки угла места как координаты положения глобального экстремума;
- при выполнении алгоритма пеленгования не требуется вычисление интеграла, так как вся информация о характеристиках направленности антенной решетки содержится в интегральном операторе $\dot{\Pi}_\Sigma(\beta)$;
- дискретизация ПР требует хранения значений $\dot{\Pi}_\Sigma(\beta)$ в одномерном дискретном множестве точек.

Соответствующий алгоритм пеленгования по углу места предполагает выполнение следующих основных операций:

- формирование из наблюдаемых данных нормированной декоррелированной матрицы взаимных энергий сигнала;
- вычисление по формуле (13) одномерного интегрального ПР в дискретном множестве отсчетов по углу места;
- численную оптимизацию интегрального ПР известными методами с целью нахождения глобального максимума функции.

Вместе с тем, алгоритм вычисления интегрального ПР по формуле (12) по результатам расчета либо экспериментальных измерений ВКДН требует отдельного исследования и будет представлен в последующих публикациях авторов. В основе возможности таких вычислений лежат результаты работ [9-11, 13-15], посвященных применению модифицированного интерполяционного ряда Котельникова.

В качестве примера на рисунках 1 и 2 представлены азимутально-угломестный ПР (8) и соответствующий ему интегральный ПР (13), построенные по результатам электродинамического моделирования семиэлементной эквидистантной линейной антенной решетки с фидерными линиями питания, проходящими в области раскрыва решетки. Видно, что предложенный метод позволяет преодолеть существующие

проблемы пеленгования источника радиоизлучения в угломестной плоскости при наличии неинформативной азимутальной зависимости ВКДН линейной антенной решетки.

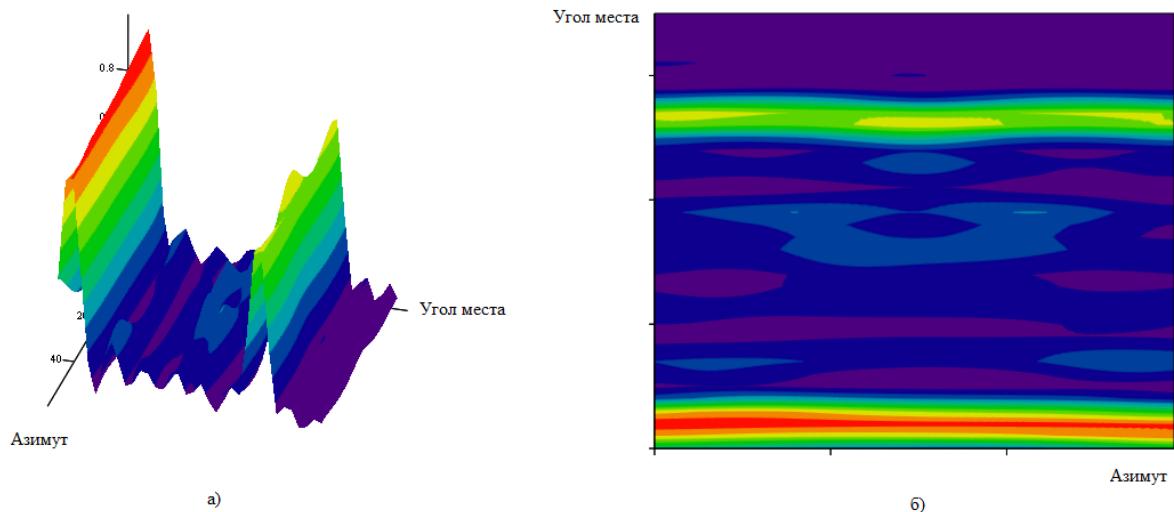


Рис. 1. Азимутально-угломестный ПР (а - трехмерный, б – линии уровня).

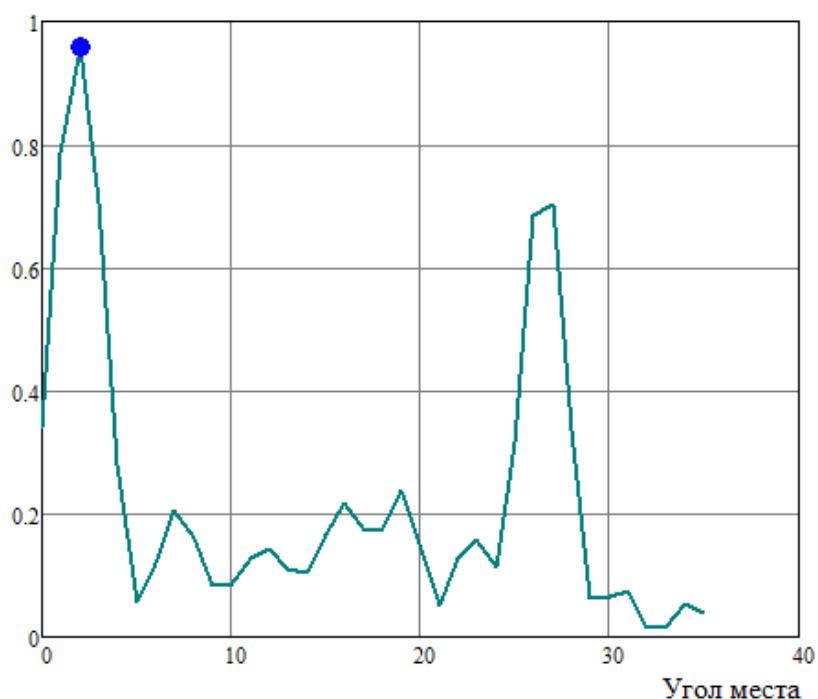


Рис. 2. Интегральный ПР.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представлены основные результаты научного обоснования нового метода угломестного пеленгования источников радиоизлучения на основе интегрального оператора преобразования характеристик направленности пеленгационной антенной решетки. Метод позволяет снизить размерность пеленгационного рельефа при решении обозначенной задачи, что позволяет значительно сократить объем вычислений и

используемых при вычислении угла места отсчетов ВКДН антенной решетки без ухудшения точности и достоверности результата пеленгования.

Алгоритм вычисления интегрального пеленгационного рельефа по результатам расчета либо экспериментальных измерений ВКДН требует отдельного исследования и будет представлен в последующих публикациях авторов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Артемов М.Л., Борисов В.И., Маковий В.А., Сличенко М.П. Автоматизированные системы управления, радиосвязи и радиоэлектронной борьбы. Основы теории и принципы построения. / Под. ред. М.Л. Артемова. М.: Радиотехника, 2021. – 556 с.
2. Артемов М.Л., Сличенко М.П. Современный подход к развитию методов пеленгования радиоволн источников радиоизлучения // Антенны, 2018, № 5 (249). – С.31-37.
3. Артемов М.Л., Афанасьев О.В., Сличенко М.П. Обнаружение и пеленгование источников радиоизлучений в рамках теории статистической радиотехники // Радиотехника, 2016, № 5. – С. 4-18.
4. Артемов М.Л., Афанасьев О.В., Сличенко М.П. Методы статистической радиотехники в современном решении задач радиомониторинга // Антенны, 2016, № 6 (226). – С. 55-62.
5. Артемов М.Л., Афанасьев О.В., Дмитриев И.С., Сличенко М.П. Особенности функционирования максимально правдоподобного алгоритма обнаружения и оценивания параметров плоской монохроматической радиоволны в условиях сложной помеховой обстановки // Радиотехника, 2013, № 3. – С. 62-68.
6. Афанасьев О.В., Сличенко М.П., Завалишина О.Н. Теорема о количестве информации Фишера в случае азимутального пеленгования многоканальным обнаружителем-пеленгатором с антенной системой произвольной структуры // Радиотехника, 2023, Т.87, №5. – С. 143-156.
7. Сличенко М.П., Завалишина О.Н. Обобщённое неравенство Крамера - Рао в случае совместного пеленгования по азимуту и углу места в условиях сложной электромагнитной обстановки // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал], 2024. №3.
8. Slichenko M.P., Zavalishina O.N., Artemova E.S. Generalized Cramer-Rao Bound in the Case of Azimuth and Elevation Direction Finding // 2023 Ural-Siberian Conference on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBEREIT), 2023. – Р. 182-185.
9. Сличенко М.П. Представление многомерных периодических функций в виде конечной взвешенной суммы отсчетных значений // Радиотехника и электроника, 2014, Т. 59, № 10. – С. 1042.
10. Дмитриев И.С., Сличенко М.П. Особенности интерполяции 2π -периодических функций с финитным спектром Фурье на основе теоремы отсчетов // Журнал радиоэлектроники, 2014, № 1.
11. Дмитриев И.С., Сличенко М.П. Представление периодических функций с финитным спектром Фурье в виде модифицированного ряда Котельникова // Радиотехника и электроника, 2015, Т. 60, № 5. – С. 529.
12. Стронгин Р.Г. Численные методы в многоэкстремальных задачах. М.: Наука. 1978. 240 с.
13. Сличенко М.П. Представление периодических функций с финитным спектром Фурье модифицированным неэквидистантным рядом Котельникова // Радиотехника. 2023. Т. 87. № 5. С. 123-133.

14. Сличенко М.П. Теоремы о представлении интеграла от периодической функции с финитным спектром Фурье в виде конечной суммы // Радиотехника. 2023. Т. 87. № 5. С. 134-142.

REFERENCES

1. Artemov M. L., Borisov V. I., Makoviy V. A., Slichenko M. P. Automated control systems, radio communications and electronic warfare. Fundamentals of theory and principles of construction, M. L. Artemov Ed. Moscow: Radio engineering. 2021. – 556 p.
2. Artemov M. L, Slichenko of M. P. The item the modern approach to development of methods of direction finding of radio waves of sources of radio-frequency radiation//Antennas, 2018, № 5 (249). - P. 31-37.
3. Artemov M. L, Afanasev O. V, Slichenko M.P. Detection and direction finding of sources of radio-frequency radiations within the limits of the theory of statistical radio engineering//Radio engineering, 2016, № 5. - P. 4-18.
4. Artemov M. L, Afanasev O. V, Slichenko M.P. Methods of statistical radio engineering in a modern problem solving of radio monitoring//Antennas, 2016, № 6 (226). - P. 55-62.
5. Artemov M. L, Afanasev O. V, Dmitriev I.S., Slichenko M.P. Features of functioning of as much as possible plausible algorithm of detection and a sizing up of parametres of a flat monochromatic radio wave in the conditions of difficult noise circumstances//Radio engineering, 2013, № 3. - P. 62-68.
6. Afanasev O. V, Slichenko M. P, Zavalishina O. N. The theorem of Fisher's amount of information in case of azimuthal direction finding by a multichannel detection-direction finder with antenna system of any structure//Radio engineering, 2023, T.87, №5. - P. 143-156.
7. Slichenko M. P, Zavalishin O. N. Kramer's generalised inequality - Rao in case of joint direction finding on an azimuth and an angle of elevation in the conditions of difficult electromagnetic circumstances//the radio electronics Log [the electronic log], 2024. №3.
8. Slichenko M.P., Zavalishina O.N., Artemova E.S. Generalized Cramer-Rao Bound in the Case of Azimuth and Elevation Direction Finding//2023 Ural-Siberian Conference on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBEREIT), 2023. - P. 182-185.
9. Slichenko M.P. Representative of multidimensional periodic functions in the form of the final weighed sum sample values//Radio engineering and electronics, 2014, T. 59, № 10. - P. 1042.
10. Dmitriev I.S., Slichenko M.P. Features of interpolation of 2π -periodic functions with finite a spectrum of the Fourier on the basis of the theorem of readout// The radio electronics, 2014, № 1.
11. Dmitriev I.S., Slichenko M.P. Representation of the periodic functions with finite a spectrum of the Fourier in the form of the inoculated row of Kotelnikova//Radio engineering and electronics, 2015, T. 60, № 5. - P. 529.
12. Strongin of the River Numerical methods in multiextreme problems. M: the Science. 1978. 240 p.
13. Slichenko M.P. Representation of periodic functions with finite a spectrum of the Fourier inoculated not equidistance a of Kotelnikov row//Radio engineering. 2023. T. 87. № 5. P. 123-133.
14. Slichenko M.P.Tеoremy about representation of integral from periodic function with финитным a spectrum of the Fourier in the form of the final sum//Radio engineering. 2023. T. 87. № 5. With. 134-142.

МЕТОДЫ И СРЕДСТВА РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ

П. О. Гончаров, А. В. Лубенцов.

ФКОУ ВО ВИ ФСИН, Воронеж, Россия

Аннотация. Радиоэлектронное подавление (РЭП) занимает центральное место в современной концепции радиоэлектронной борьбы (РЭБ), играя ключевую роль в обеспечении информационной безопасности и превосходства на театре военных действий. Настоящая статья рассматривает разнообразие методов и средств РЭП, используемых для нейтрализации радиоэлектронных систем противника, с акцентом на новейшие технологические решения и перспективы дальнейшего развития этой сферы.

Ключевые слова: Радиоэлектронное подавление (РЭП), радиоэлектронная борьба (РЭБ), помеховые сигналы, активные помехи, пассивные помехи, шумовые помехи

METHODS AND MEANS OF RADIO-ELECTRONIC SUPPRESSIONP

P. O. Goncharov, A. V. Lubentsov.

Federal State Educational Institution of Higher Education of the Federal Penitentiary Service,
Voronezh, Russia

Abstract. Radio-electronic suppression (RES) occupies a central place in the modern concept of radio-electronic warfare (REW), playing a key role in ensuring information security and superiority on the battlefield. This article examines the variety of RES methods and means used to neutralize the opponent's radio-electronic systems, with an emphasis on the latest technological solutions and prospects for further development in this field..

Keywords: Radio-electronic suppression (RES), radio-electronic warfare (REW), jamming signals, active interference, passive interference, noise interference

1. ВВЕДЕНИЕ

Радиоэлектронное подавление — это совокупность мер, направленных на нарушение работы радиоэлектронных средств (РЭС) противника путем создания помех, искажения или полного блокирования их сигналов. Это важнейший элемент современной РЭБ, способствующий достижению тактического и стратегического превосходства в ходе боевых действий. Развитие радиоэлектронных технологий в последние десятилетия привело к значительному усложнению как самих РЭС, так и методов их подавления, что делает эту сферу актуальной и востребованной в рамках военного дела. Целью данного исследования является систематизация существующих методов и средств РЭП, выявление их сильных сторон и ограничений, а также определение перспективных направлений дальнейших разработок в этой области.

2. ОСНОВНЫЕ МЕТОДЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ

Все методы РЭП можно условно разделить на два класса: активные и пассивные. Рассмотрим каждый из них подробнее.

1. Активные методы

Активные методы подразумевают непосредственное воздействие на радиоэлектронные системы противника посредством передачи специально сформированных сигналов. Наиболее распространенными активными методами являются:

1. Шумовые помехи. Шумовые помехи создаются путём передачи широкополосного сигнала, который маскирует полезный сигнал противника, ухудшая

соотношение сигнал-шум. Такой подход эффективен против систем связи и навигации, использующих фиксированные частоты.

2. Имитирующие помехи. Метод основан на передаче ложных сигналов, имитирующих реальные данные противника. Это создает иллюзию корректной работы системы, хотя на самом деле она передает неверную информацию. Особенno эффективен против систем управления и целеуказания.

3. Узкополосные помехи Создаются помехи на конкретных частотах, совпадающих с рабочими частотами противника. Такой точечный подход позволяет более целенаправленно воздействовать на отдельные системы, обеспечивая меньшее энергопотребление и большую селективность.

4. Преднамеренные искажения. Предполагает внесение модификаций в структуру сигнала противника, делая его нераспознаваемым для принимающей стороны. Этот метод используется для блокировки специфичных каналов связи.



Рис.1 Примеры переносных купольных РЭБ с круговыми и секторными (панельными) антеннами

2. Пассивные методы

Пассивные методы РЭП основываются на создании условий, препятствующих нормальному распространению радиоволн. К основным пассивным методам относятся:

1. Отражатели и рассеиватели. Используются специальные поверхности, способные изменять траекторию распространения радиоволн, создавая зоны затишья или усиливая фоновый шум.

2. Поглощающие покрытия. Покрытия, изготовленные из специальных материалов, способны поглощать радиоволны, уменьшая интенсивность сигнала в заданных областях пространства.

3. Интерферционные экраны. Устанавливаются дополнительные источники излучения, создающие интерферционную картину, ослабляющую полезный сигнал.

3. СРЕДСТВА РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ

Средства РЭП представляют собой разнообразный арсенал технических устройств и комплексов, предназначенных для реализации вышеописанных методов. К числу наиболее важных и популярных средств РЭП относятся:

1. Станции помех. Предназначены для создания активных помех различных типов. Могут быть как стационарными, так и мобильными, устанавливаемыми на наземные транспортные средства, корабли или самолеты.

2. Комплексные системы радиоразведки. Выполняют функцию поиска, идентификации и анализа сигналов противника, предоставляя данные для точного нацеливания помех.

3. Антенные системы. Широко применяются антенные решетки, позволяющие формировать узконаправленные помеховые лучи, что снижает вероятность поражения дружественных сил и уменьшает энергетические затраты.

4. Цифровые сигнальные процессоры. Цифровая обработка сигналов обеспечивает гибкость и точность в формировании помеховых воздействий, позволяя быстро реагировать на изменения в окружающей среде.

5. Искусственные нейронные сети. Применяются для анализа и распознавания сигналов, адаптации методов подавления к конкретным условиям и улучшения эффективности процесса.

4. ПЕРСПЕКТИВНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

Современное развитие радиоэлектронной борьбы характеризуется стремительным внедрением инновационных решений, среди которых выделяются:

1. Адаптивное подавление. Система автоматически выбирает оптимальный метод подавления в зависимости от характеристик сигнала противника и текущих условий обстановки.

2. Мультиспектральные помехи. Использование нескольких диапазонов частот одновременно позволяет расширить зону подавления и повысить устойчивость к контрмерам противника.

3. Нейроадаптивные системы. Применяемые нейронные сети адаптируются к изменениям сигналов противника в режиме реального времени, повышая эффективность подавления.

4. Гиперсветофильтрующие антенны. Позволяют фильтровать нежелательные сигналы и фокусироваться исключительно на полезных данных, улучшая избирательность помех.

5. Дроны-помехоносцы. Летательные аппараты малой дальности, оборудованные компактными станциями помех, становятся эффективным средством для быстрого развертывания и оперативного реагирования на угрозы.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Методы и средства радиоэлектронного подавления играют критически важную роль в современных военных действиях, предоставляя значительные тактические и стратегические преимущества. Активное развитие технологий в этой области обещает дальнейшее увеличение сложности и эффективности применяемых средств. Важно продолжать научные исследования и разработки в направлении совершенствования существующих методик и создания новых подходов, отвечающих вызовам будущего.

ЛИТЕРАТУРА

1. Преднамеренные оптические помехи высокоточному оружию : [монография] / П. М. Юхно. – М. : Радиотехника, 2017. – 639 с.
2. Перунов, Ю. М. Методы и средства радиоэлектронной борьбы : монография / Ю. М. Перунов, А. И. Куприянов. — Москва, Вологда : Инфра-Инженерия, 2021. — 376 с..
3. Макаренко С. И. Модели воздействия средств радиоэлектронной борьбы на систему связи на основе методов популяционной динамики // Вестник ВГТУ. 2011. №1

REFERENCES

1. Deliberate Optical Interference to Precision Weapons: [Monograph] / P. M. Yukhno. – Moscow: Radio Engineering, 2017. – 639 p.
2. Perunov, Yu. M. Methods and Means of Radio-Electronic Warfare: Monograph / Yu. M. Perunov, A. I. Kupriyanov. — Moscow, Vologda: Infra-Engineering, 2021. — 376 p.
3. Makarenko S. I. Models of the Impact of Radio-Electronic Warfare Means on the Communication System Based on Population Dynamics Methods // Vestnik VGTU. 2011. No. 1

ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА СИСТЕМЫ МНОГОЗОНАЛЬНОЙ ВСЕРАКУРСНОЙ ЗАЩИТЫ АВИАЦИОННОГО КОМПЛЕКСА ОТ УПРАВЛЯЕМЫХ РАКЕТ С ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННОЙ ГОЛОВКОЙ САМОНАВЕДЕНИЯ

Р.Г. Хильченко, Е.М. Шутько

ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия

Аннотация. Предложена функциональной схемы системы многозональной всеракурсной защиты авиационного комплекса от управляемых ракет с оптико-электронной головкой самонаведения. В основу функционирования предложенной системы положена идея совместной реализации совокупности существующих и перспективных частных способов воздействия, объединенных в рациональную последовательность. Выбор частных способов и их очередность внутри последовательности определяется исходя из особенностей их реализации.

Ключевые слова: авиационный комплекс; многозональная всеракурсная защита; система многозональной защиты; управляемая ракета; оптико-электронная головка самонаведения.

FUNCTIONAL DIAGRAM OF HTE SYSTEM OF MULTI-ZONE ALL-COURSE PROTECTION OF THE AVIATION COMPLEX FROM GUIDED MISSILES WITH AN OPTICAL-ELECTRONIC HOMING HEAD

R.G. Khilchenko, E.M. Shutko

Military Training and Research Center of the Air Force, «Air Force Academy ft. Professor N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin», Voronezh, Russia

Abstract. A functional diagram of a system of multi-zone all-aspect protection of an aviation complex against guided missiles with an optical-electronic homing head is proposed. The operation of the proposed system is based on the idea of joint implementation of a set of existing and promising private methods of influence, combined into a rational sequence. The choice of private methods and their order within the sequence is determined based on the features of their implementation.

Keywords: aviation complex; multi-zone all-aspect protection; multi-zone protection system; guided missile; optical-electronic homing head.

1. ВВЕДЕНИЕ

Опыт локальных войн и вооруженных конфликтов последних лет убедительно свидетельствует о существенном развитии ракетных комплексов противовоздушной обороны различного базирования. Среди направлений их совершенствования следует выделить: увеличение дальности пуска управляемых ракет (УР); расширение маневренных возможностей ракеты; повышение точности наведения и устойчивости управления в условиях сложной фоново-целевой обстановки. Особого внимания заслуживает разнообразие систем наведения УР и реализованные в них принципы помехоустойчивого управления.

Разделяя головки самонаведения ракет по используемому диапазону длин волн на радиолокационные и оптико-электронные, отметим, что в качестве противодействия

первым достаточно успешно применяется широкий перечень способов защиты, основанных на упреждающем помеховом воздействии, при получении информации о факте облучения авиационного комплекса (АК) зондирующими радиосигналом.

Противодействие ракетам с оптико-электронной головкой самонаведения (ОГСН) оказывается существенно сложнее. Это объясняется, с одной стороны, использованием в качестве сигнала целеуказания собственного (теплового) излучения воздушной цели, что затрудняет обнаружение факта атаки и сокращает время принятия решения, а с другой стороны, многообразием реализуемых в УР данного класса алгоритмов обработки сигналов и выработки управляющих команд самонаведения, исключающим возможность разработки универсального эффективного способа противодействия.

Указанные обстоятельства привели к увеличению количества и расширению номенклатуры средств противодействия, а также датчиков угроз, предполагаемых для одновременного размещения на борту защищаемого АК.

Основным способом защиты, утратившим свою эффективность, вследствие внедрения в ОГСН различных алгоритмов фильтрации и селекции ложных целей, но не потерявшим своей актуальности, остается отстрел ложных тепловых целей (ЛТЦ) [1]. Интенсивно внедряются средства деструктивного воздействия на головку самонаведения ракеты лазерным излучением (ЛИ), позволяющие реализовать как уводящие помехи, так и, за счет достаточно большой мощности излучения, обеспечить ослепление (засветочные помехи), либо разрушение ее фотоприемного устройства (ФПУ) [2]. Теоретически обоснована возможность механического (огневого) воздействия на ОГСН при помощи специальных пиротехнических патронов поражающего типа, позволяющих формировать на траектории полета атакующей УР облако поражающих элементов (ПЭ) [3]. Также обоснован способ принуждения к срабатыванию лазерного неконтактного взрывателя (ЛНВ), в основу которого положено применение помехового облака микростеклосфер (МСС), обладающих повышенными отражающими свойствами в отношении ЛИ взрывателя [4].

Применение вышеуказанных частных способов защиты, помимо очевидной необходимости размещения на борту специальных средств, обеспечивающих их реализацию, сопряжено с необходимостью надлежащего информационного обеспечения каждого из них.

Однако, характерные для авиации жесткие массогабаритные ограничения и высокие требования к энергоэффективности указывают на необходимость комплексного подхода к построению современного бортового комплекса обороны, в общем, и формированию его подсистемы информационного обеспечения (ПИО), в частности. Индивидуальная защита АК от УР с ОГСН должна подразумевать качественную реализацию нескольких частных, основанных на различных физических принципах, способов противодействия УР, независимо от внешних условий: ракурса атаки, состояния атмосферы, высоты полета, количества одновременных пусков и т.п.

Целью работы является разработка функциональной схемы системы многозональной всеракурсной защиты авиационного комплекса от управляемых ракет с оптической головкой самонаведения и уточнение особенностей ее реализации.

2. СТРУКТУРА СИСТЕМЫ МНОГОЗОНАЛЬНОЙ ВСЕРАКУРСНОЙ ЗАЩИТЫ

Как было указано выше перспективная система защиты АК от УР с ОГСН, в своем составе должна иметь высокоэффективную подсистему информационного обеспечения, позволяющую не только заблаговременно вскрывать факт атаки, но и производить в режиме реального времени оценку степени и приоритета угроз, определять тип и параметры функционирования ОГСН, а также осуществлять контроль эффективности воздействия.

Для исключения избыточного размещения на борту АК исполнительных устройств (средств) и соответствия массогабаритным и аэродинамическим требованиям часть предлагаемых к реализации способов противодействия УР может быть выполнена с использованием штатных устройств выброса. Расходуемые средства таких устройств, представляющие собой специальные пиротехнические патроны, могут быть снаряжены различными видами активного вещества (воспламеняемая пиротехническая смесь, ПЭ, МСС и др.), а применение определенных технических решений даст возможность прицельного их отстрела [5].

Разработка новых, либо модернизация существующих средств оптико-электронного воздействия лазерным излучением должна идти по пути объединения задач подавления, физического разрушения [6], а также лазерной локации при использовании одного источника когерентного излучения.

Функциональная схема системы многозональной всеракурсной защиты авиационного комплекса от атакующих управляемых ракет с оптико-электронной головкой самонаведения представлена на рисунке 1. Работа системы заключается в следующем.

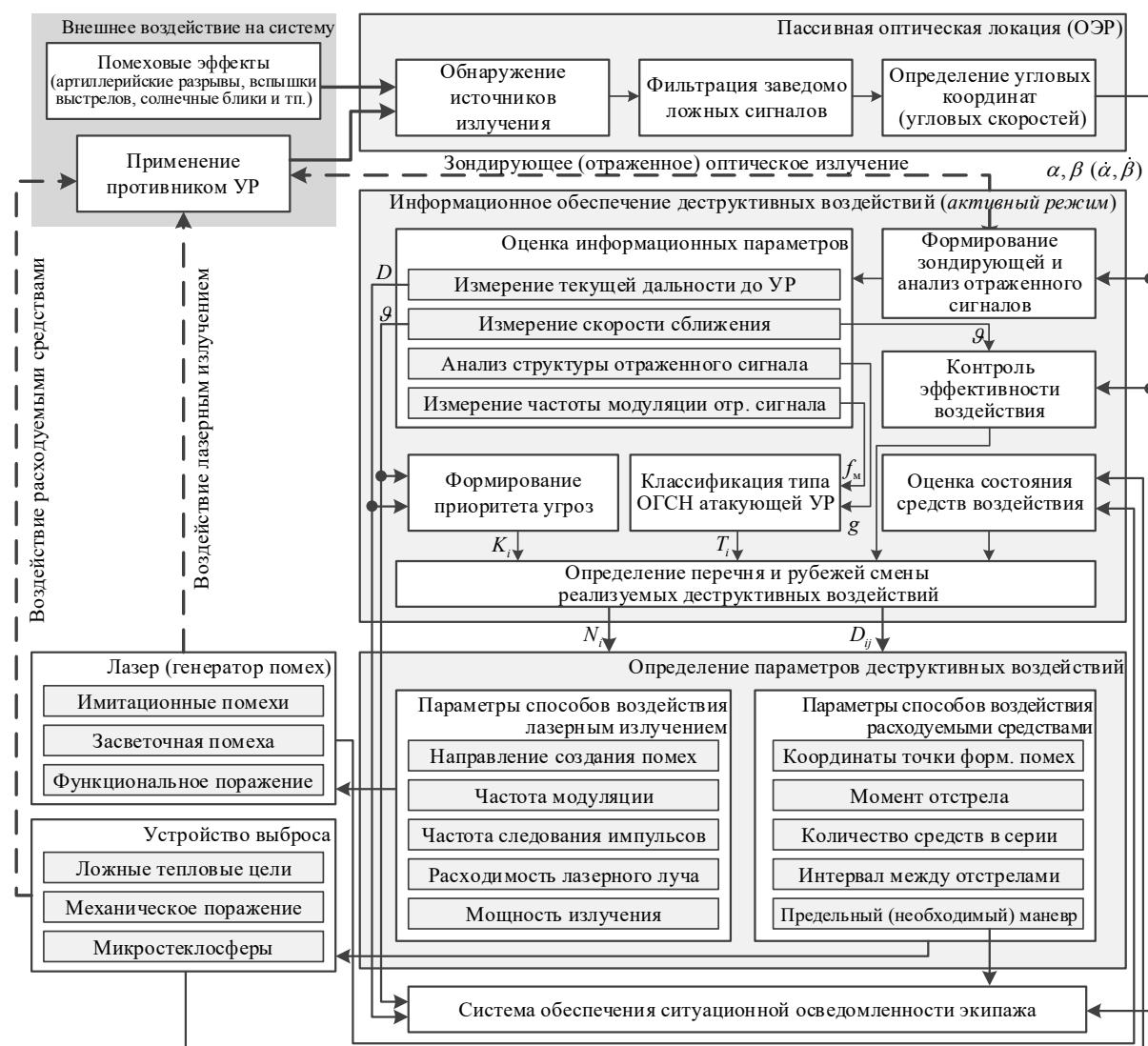


Рис. 1. Функциональная схема системы многозональной всеракурсной защиты АК от атакующих УР с ОГСН

В режиме наблюдения ПИО осуществляет обзор пространства и обнаружение характерных демаскирующих признаков пуска (вспышка вышибного заряда, запуск маршевого двигателя УР) и полета (тепловое излучение разогретых деталей УР, блики формирующей оптики ОГСН, наличие инверсионного и дымового следа траектории) ракеты.

Режим сопровождения наступает после грубой оценки угловых координат УР (α, β) и захвата цели активным лазерным локатором. Отраженный от ОГСН и корпуса УР зондирующий сигнал позволяет оценить угловые скорости УР ($\dot{\alpha}, \dot{\beta}$) относительно защищаемого АК, текущую дальность (D) и скорость сближения (ϑ), а использование импульсов разной длительности (от мили- до фемтосекунд) позволит оценить архитектуру системы наведения [7] и измерить частоту модуляции отраженного сигнала (f_m) при наличии в ОГСН вращающихся элементов (растра) [8].

При обнаружении нескольких атакующих ракет, в направлении каждой из них формируется собственная пачка зондирующих импульсов, и оцениваются вышеуказанные параметры. На основании измеренных значений дальности и скорости сближения для всего множества ракет, объектами атаки которых могут выступать другие АК одной авиационной группы, рассчитывается коэффициент угрозы, определяемый по классическому критерию «дальность/скорость»:

$$K_i(t) = \frac{D_i(t)}{\vartheta_i(t)} = \frac{D_i(t)}{dD_i(t)/dt}, \quad i \in [1; I], \quad (1)$$

где $D_i(t)$ – дальность от АК до i -ой УР в момент времени t , $\vartheta_i(t)$ – скорость сближения i -ой УР с АК, I – число сопровождаемых УР.

В данном случае наибольшую угрозу представляет ракета с наименьшим значением коэффициента K_i в текущий момент времени.

На основе результатов анализа структурных (g) и спектральных (f_m) характеристик отраженного от i -ой УР сигнала производится классификация ОГСН по типу системы наведения:

$$T_i = T(i; g; f_m). \quad (2)$$

Исходя из сформированного приоритета угроз УР (K_i), классификации ОГСН (T_i) и оценки текущего состояния средств реализации деструктивных воздействий (техническая исправность, наличие расходуемых средств), для каждой i -ой УР определяется перечень частных воздействий (N_i). Для всех J частных способов воздействия, реализуемых в интересах подавления i -ой УР, определяются рубежи их смены (D_{ij} , $j \in [1; J]$), зависящие от особенностей архитектуры системы наведения ракеты и возможности эффективной реализации частных способов, вошедших в совокупность N_i . В частности, для способов, основанных на отстреле расходуемых средств, в качестве рубежей их эффективной реализации использована минимальная дальность до УР, обеспечивающая достаточный запас времени для эффективной реализации j -го способа воздействия. Для способов, основанных на лазерном излучении, в качестве рубежей их смены выбирается момент превышения расчетной мощностью деструктивного воздействия на входе ФПУ подавляемой ОГСН некоторого порогового значения, характерного для эффективной реализации следующего частного способа. Величина порога определяется на основе оценки мощности отраженного от ОГСН сигнала с учетом условий распространения лазерного излучения в окружающей атмосфере (метеорологических условий) и состава формирующей оптики, характерного для ОГСН ранее определенного типа T_i .

3. ОСОБЕННОСТИ ЭФФЕКТИВНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ ЧАСТНЫХ СПОСОБОВ ВОЗДЕЙСТВИЯ

Для обеспечения эффективной реализации частных способов противодействия УР следует выделить особенности функционирования предлагаемой системы.

Эффективность способов, основанных на лазерном излучении, определяется точностью оценки направления создания помех, в виде расчетных значений угловых координат УР в момент генерации лазерного излучения $(\alpha(t_{изл}), \beta(t_{изл}))$. Качество формирования имитационных помех определяется оценочным значением частоты модуляции f_m , что позволяет «навязать» атакующей УР ложную траекторию движения. Для засветочных помех рассчитывается частота следования импульсов, обеспечивающая накопительный эффект в подавляемом ФПУ. Эффективность функционального поражения определяется значением освещенности единичной площади ФПУ, величины которой должно быть достаточное для его разрушения, что приводит к необходимости обеспечить сочетание условий максимальной мощности ЛИ в предельно коротком импульсе, излучаемом в минимально допустимом телесном угле (с минимальной расходимостью лазерного луча). Однако неизбежные ошибки определения угловых координат и наведения лазера приводят к необходимости расчета оптимальной расходимости луча, позволяющей их компенсировать [9].

Контроль оптимальной расходимости и мощности ЛИ осуществляется, как при реализации всех помеховых воздействий, выступая одним из показателей энергетической эффективности, так и в рамках информационного обеспечения, что повышает точность координатометрии и снижает вероятность пропуска цели в процессе активной лазерной локации [10, 11].

Эффективность способов, основанных на отстреле расходуемых средств, будет определяться точностью расчета рубежей подавления (поражения) с учетом подлетного времени ракеты, а также возможностью направленного (прицельного) отстрела. Исходными данными расчета рубежей должна выступать информация о массе активного вещества расходуемого средства (пиротехническая смесь, поражающие элементы, микростеклосфера), энергии вышибного и формирующего (разлет ПЭ и МСС для формирования облака) зарядов, а также оценочные значения дальности и скорости сближения атакующей УР.

С учетом различных требований к взаимному расположению атакующей УР и искусственных образований (ЛТЦ, облако ПЭ, либо МСС), осуществляющих деструктивное воздействие, для каждого частного способа рассчитываются угловые координаты точки формирования эффективных помех. Так, при механическом поражение целесообразно обеспечить минимальное отклонение центра облака ПЭ от траектории полета УР.

Основными пространственными требованиями эффективного подавления лазерных неконтактных взрывателей являются, с одной стороны, исключение попадания УР в облако МСС, а с другой стороны, обеспечение удаления между ЛНВ и помеховым образованием, достаточного для его срабатывания. В первом случае, результатом будет лишь загрубление ФПУ взрывателя, по аналогии с попаданием УР в атмосферное образование с высоким коэффициентом отражения относительно зондирующего ЛИ, а во втором случае – интенсивности отраженного от помехового облака сигнала может оказаться недостаточной для срабатывания ЛНВ, вследствие избыточного расстояния между ними.

Количество отстрелов и интервал между ними, в рамках одной серии помеховых воздействий однотипными средствами (не только ЛТЦ), определяется, исходя из типа ОГСН T_i , текущего технического состояния устройств выброса, запаса расходуемых средств и ракурса атаки.

При отсутствии технической возможности направленного (прицельного) отстрела расходуемых средств, вследствие затенения элементами конструкции планера (фюзеляжа) АК, либо неисправности устройства выброса, а также возможностью поражения ракетой с подавленной ОГСН, движущейся по инерции, экипаж должен быть информирован о необходимости выполнения маневра, в рамках обеспечения ситуационной осведомленности.

На основании расчета оптимальных параметров деструктивного воздействия, формируются команды управления устройством выброса и оптическим генератором, в которых реализуются соответствующие частные способы подавления (поражения) ОГСН УР согласно определенной последовательности N_i .

Контроль эффективности реализуемых способов производится посредством оценки траекторных признаков, к числу которых относятся скорость сближения (\dot{r}) и угловые скорости ($\dot{\alpha}, \dot{\beta}$).

При сохранении УР потенциально опасной траектории движения, о чем свидетельствуют результаты контроля эффективности, и преодолении ракетой расчетного рубежа D_j , принимается решение на реализацию следующего ($j+1$) способа воздействия.

4. ФОРМИРОВАНИЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ЧАСТНЫХ СПОСОБОВ ВОЗДЕЙСТВИЯ

Для рассмотренных выше частных способов воздействия на УР на рисунке 2 показана полная их совокупность в виде последовательного их применения по пятью зонам, с характерными дальностями оптимальной их реализации D_{ij} ($j = \overline{1,5}$). Рисунок 2 приведен в пояснение пространственного представления многозональной всеракурсной защиты авиационного комплекса (на примере вертолета) при формировании последовательности применяемых способов.

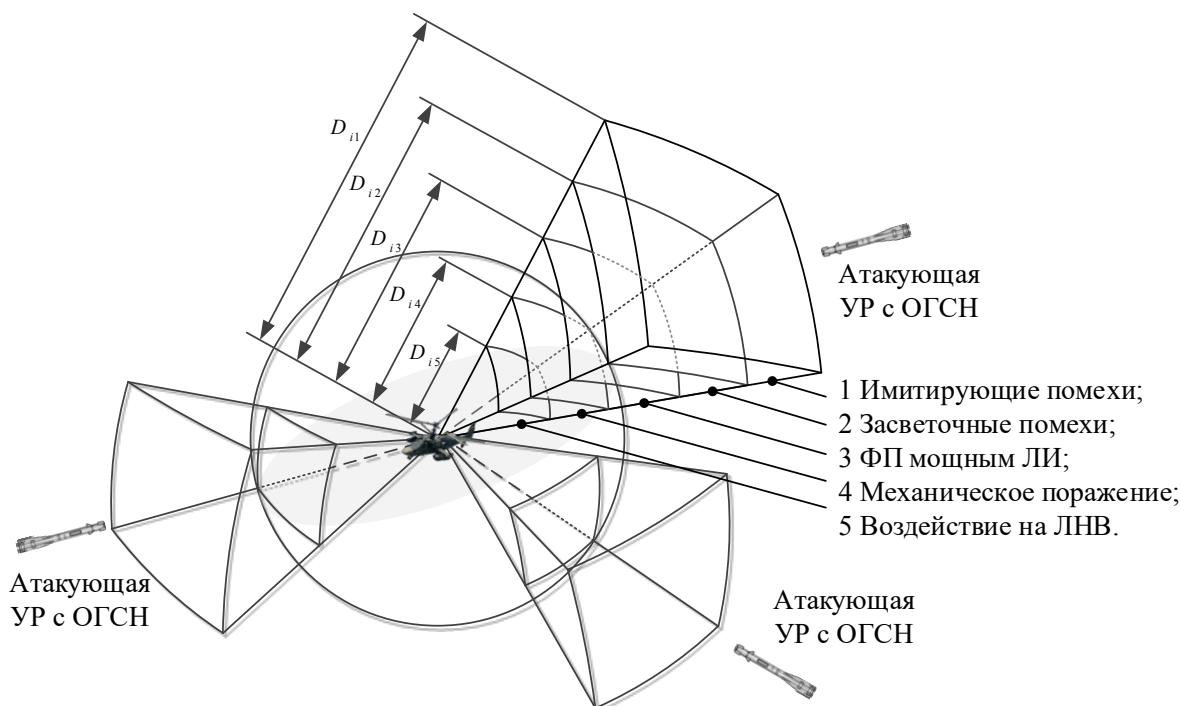


Рис. 2. Совокупность частных способов воздействия на УР в виде последовательного их применения по пятью зонам всеракурсной защиты

При этом, предложенная последовательность не является обязательной к исполнению. Это связано, с одной стороны, появлением новых эффективных способов воздействия, перекрывающих отдельные зоны защиты, а, с другой стороны, ввиду особенностей архитектуры ОГСН и устройств дистанционного подрыва i -ой УР, некоторые из них (способов) не достигают требуемого эффекта.

Для систем наведения оснащенных модулирующим растром (по зарубежной терминологии – Spin Scan) [12] эффективность способов, основанных на воздействии мощным ЛИ, весьма ограничена ввиду частичного экранирования ФПУ растром. Необходимо отметить, что для таких типов ракет, остается эффективным воздействие имитирующих помех, однако введу относительно малых размеров и дешевизны, наличие ЛНВ в их конструкции маловероятно, следовательно, расход специальных пиропатронов, снаряженных МСС, нецелесообразен.

Системы наведения с коническим сканированием (Con Scan) менее подвержены имитирующим помехам и ослеплению (засветке) мощным ЛИ, однако ее компоненты могут быть разрушены потоком ЛИ достаточной мощности.

ОГСН, реализующие розеточное сканирование (Rosette Seekers), также, как и системы с матричным фотоприемным устройством (Imagers), невосприимчивы к наиболее распространенным способам воздействия – имитирующими помехами и ЛТЦ, из чего следует нерациональность использования данных способов воздействия в борьбе с ними.

Использование нескольких устройств, реализующих частные деструктивные воздействия позволяет одновременно реализовывать несколько способов подавления (поражения). В частности, возможна совместная реализация функционального поражения ФПУ ОГСН лазерным излучением и воздействий на основе формирования ЛТЦ, либо облака МСС.

Эффективность реализации способов воздействия, основанных на ЛИ, совместно с механическим воздействием, снижается из-за затенения ОГСН облаком поражающих элементов.

Важно отметить, что из всей совокупности способов можно выделить те, которые могут быть противопоставлены УР с радиолокационной головкой самонаведения. Так, при обеспечении достаточной скорости сближения УР и облака поражающих элементов, может иметь место механическое повреждение обтекателя головки самонаведения и элементов системы управления, что приведет к потере аэродинамических свойств и смещению траектории от заданной, а при разрушении скрытых под обтекателем элементов антенной системы – к потере управления.

Воздействие облака МСС на ЛНВ также не привязано к типу системы наведения УР и, очевидно, также может быть реализовано при противодействии УР с радиолокационной головкой самонаведения.

Поэтому в ситуациях, когда по различным причинам однозначно классифицировать тип системы наведения (T_i), принимается решение о последовательной реализации всего перечня частных воздействий с рассчетными рубежами их смены.

На основе вышеуказанных особенностей, в таблице 1 приведены варианты формирования последовательности частных способов воздействия по результатам классификации типа системы наведения атакующей ракеты.

Таблица 1. Варианты последовательности частных способов воздействия для различных типов ГСН

Результат классификации типа системы наведения атакующей УР	Обозначение типа ОГСН	Последовательность реализации частных способов воздействия					
		Способы, основанные на основе лазерном излучении			Способы, основанные на отстреле расходуемых средств		
		Имитационные помехи	Засветочные помехи	Функциональное поражение	Ложные тепловые цели	Механическое поражение	Облако МСС
Растровый врачающийся модулятор (врачающийся растр) (Spin Scan)	T_1	1	$-^1$		2	3	$-^2$
Коническое сканирование (неподвижный растр) (Con Scan)	T_2	–	$-^1$	$1(2,4)^3$	2	3	4
Розеточное сканирование (Rosette Seekers)	T_3	–	1	2 (4)	–	3	4
Матричное фотоприемное устройство (МФП) (Imagers) (включая мультиспектральные)	T_4	–	1	2 (4)	–	3	4
Радиолокационная система наведения	T_5	–	–	–	–	1	2
Система наведения не классифицирована	T_6	1	2	3 (4,6)	4	5	6

1 – облако поражающих элементов затеняет ОГСН, снижая эффективность функционального поражения.

2 – система наведения упрощенного типа указывает на малую вероятность использования ЛНВ.

3 – возможна совместная реализация нескольких способов воздействия (в частности функционального поражения с формированием ЛТЦ и облака МСС)

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом в интересах повышения защищенности авиационного комплекса от атакующих УР с ОГСН, как наиболее опасных средств поражения, предложено реализовать совокупность существующих и перспективных частных способов воздействия, объединенных в рациональную последовательность. Варианты формирования этой последовательности определяются типом системы наведения атакующей ракеты и заключаются в делении пространства вдоль трассы сближения на зоны эффективной реализации отдельных способов. Бортовое оборудование авиационного комплекса, применяемое в реализации частных способов многозональной защиты, а также устройства и средства информационного обеспечения объединены в систему, функциональная схема которой обоснована в настоящей статье. Всеракурсность системы объясняется наличием всенаправленных информационных датчиков, потенциальным использованием технических решений, обеспечивающих прицельное формирование деструктивных воздействий и возможностью АК рационально маневрировать.

Предварительная оценка эффективности такой системы, проведенная в ВУНЦ ВВС «ВВА» (г. Воронеж), показала, что наихудший вариант противодействия атакующей УР, когда дальность обнаружения факта атаки позволяет реализовать лишь один (пятый) способ воздействия, оценивается вероятностью ~0,3. В наилучшем случае, реализованы все пять способов воздействия, вероятность комплексного поражения ракеты достигает значения ~0,9.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бондаренко В.Н. Грозовое небо. Авиация в современных конфликтах. М.: Центр анализа стратегии и техники, 2018. - 256 с.
2. Козирацкий Ю.Л., Кулешов П.Е., Донцов А.А., Прохоров Д.В., Бутузов В.В. Способ противодействия управляемым боеприпасам. RU 2593522 С1 заяв. 23.03.2015: опубл. 10.08.2016.
3. Пашко А.Д., Донцов А.А. Модель воздействия активного элемента защиты на управляемую ракету в расчетной точке пространства // Вестник Московского авиационного института, 2017. – Т. 24, № 1. - С. 123-131.
4. Козирацкий Ю.Л., Хильченко Р.Г., Шутько Е.М. Модель процесса обратного рассеяния зондирующего лазерного излучения от облака микростеклосфер. // Системы управления, связи и безопасности, 2019, № 2. - С. 100-109.
5. Беличук А.А., Пашко А.Д., Донцов А.А., Николаев А.В., Матвеев В.Х. Устройство выброса пиротехнических патронов. RU 2664254 С1, заяв. 25.07.2017: опубл. 16.08.2018.
6. Козирацкий Ю.Л., Кулешов П.Е., Донцов А.А., Прохоров Д.В., Бутузов В.В. Способ противодействия управляемым боеприпасам. RU 2593522 С1, заяв. 23.03.2015: опубл. 10.08.2016.
7. Козирацкий Ю.Л., Афанасьева Е.М., Гречев А.И., Донцов А.А., Иванцов А.В., Козирацкий А.Ю., Кулешов П.Е., Кусакин А.В., Паринов М.Л., Попело В.Д., Прохоров Д.В. Обнаружение и координатометрия оптико-электронных средств, оценка параметров их сигналов. М.: Радиотехника, 2015. - 456 с.
8. Донцов А.А., Козирацкий Ю.Л., Бутузов В.В. Модель процесса оптической локации оптико-электронного средства с динамическими отражающими свойствами. // Радиотехника, 2014, №9. - С. 61-67.
9. Козирацкий Ю.Л. Оптимизация угла расходимости излучения лазерной локационной системы в условиях помех. // Радиотехника, 1994, №3. - С. 6-10.
10. Нагалин А.В., Хильченко Р.Г., Шутько Е.М. Модель процесса адаптивного управления мощностью излучения лазера в условиях помех по величине отраженного от ретрорефлектора оптического сигнала. // Радиотехника, 2021, №1. - С. 13-19.
11. Козирацкий А.А., Хильченко Р.Г., Шутько Е.М. Адаптивная регулировка спектральной составляющей мощности излучения многоволновой лазерной системы. // Журнал Сибирского федерального университета. Техника и технологии, 2022, Т.15, №1. - С. 45-57.
12. Анцева Г.В. Оптикоэлектронные системы самонаведения высокоточного оружия. Введение в теорию. М.: Радиотехника, 2017. -720 с.

REFERENCES

1. Bondarenko V.N. Stormy Sky. Aviation in Modern Conflicts. Moscow: Tsentr analiza strategii i tekhniki, 2018. - 256 p.

2. Koziratsky Yu.L., Kuleshov P.E., Dontsov A.A., Prokhorov D.V., Butuzov V.V. A method of countering guided munitions. RU 2593522 C1 application. 03/23/2015: publ. 08.10.2016.
3. Pashko A.D., Dontsov A.A. Model of the impact of an active protection element on a guided missile at a calculated point in space // Vestnik Moskovskogo aviationsionnogo instituta, 2017. - Vol. 24, No. 1. - P. 123-131.
4. Koziratsky Yu.L., Khilchenko R.G., Shutko E.M. Model of the process of backscattering of probing laser radiation from a cloud of microglass spheres. // Sistemy upravleniya, svyazi i bezopasnosti, 2019, No. 2. - P. 100-109.
5. Belichuk A.A., Pashko A.D., Dontsov A.A., Nikolaev A.V., Matveyev V.Kh. Device for ejecting pyrotechnic cartridges. RU 2664254 C1, declared 25.07.2017: published 16.08.2018.
6. Koziratsky Yu.L., Kuleshov P.E., Dontsov A.A., Prokhorov D.V., Butuzov V.V. A method of countering guided munitions. RU 2593522 C1, application. 03.23.2015: publ. 08.10.2016.
7. Koziratskiy Yu.L., Afanasyeva E.M., Grevtsev A.I., Dontsov A.A., Ivantsov A.V., Koziratskiy A.Yu., Kuleshov P.E., Kusakin A.V., Parinov M.L., Popelo V.D., Prokhorov D.V. Detection and coordinateometry of optical-electronic devices, assessment of the parameters of their signals. M.: Radiotekhnika, 2015. - 456 p.
8. Dontsov A.A., Koziratsky Yu.L., Butuzov V.V. Model of the optical location process of an optoelectronic device with dynamic reflective properties. // Radiotekhnika, 2014, No. 9. - P. 61-67.
9. Koziratsky Yu.L. Optimization of the radiation divergence angle of a laser location system under interference conditions. // Radiotekhnika, 1994, No. 3. - P. 6-10.
10. Nagalin A.V., Khilchenko R.G., Shutko E.M. Model of the process of adaptive control of laser radiation power under interference conditions based on the magnitude of the optical signal reflected from the retroreflector. // Radiotekhnika, 2021, No. 1. - P. 13-19.
11. Koziratsky A.A., Khilchenko R.G., Shutko E.M. Adaptive regulation of the spectral component of the radiation power of a multi-wave laser system. // Zhurnal Sibirskogo federal'nogo universiteta. Tekhnika i tekhnologii, 2022, Vol. 15, No. 1. - P. 45-57.
12. Antseva G.V. Optoelectronic homing systems for high-precision weapons. Introduction to the theory. Moscow: Radiotekhnika, 2017. - 720 p.

МЕТОД СОХРАНЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА АЦП С КОРРЕКЦИЕЙ НЕЛИНЕЙНОСТИ РАЗМЫВАЮЩИМ СИГНАЛОМ

С.А. Ермаков, М.А. Евсеев, А.Г. Чурсин, В.П. Рошупкин, В.А. Бокарев, М.В. Бобешко

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. В работе предложен метод цифровой коррекции нелинейности в программно-определяемых радиосредствах, применяющих аддитивный размывающий сигнал для улучшения параметров приемника радиостанций, основанный на плавной регулировке амплитуды размывающего сигнала для минимизации уменьшения динамического диапазона по интермодуляции. Приведено аналитическое доказательство эффективности данного метода. Предложен практический подход для расчета скорости регулирования амплитуды размывающего сигнала. Синтезирована структурная схема, реализующая данный метод.

Ключевые слова: программируемое радиоприемное устройство; цифровая обработка сигналов; SDR; радиосвязь; аналого-цифровой тракт; АЦП.

METHOD OF DYNAMIC RANGE PRESERVATION WITH CORRECTION OF NONLINEARITY BY DITHERING SIGNAL

S.A Ermakov, M.A. Evseev, A.G. Chursin, V.P. Roschupkin, V.A. Bokarev, M.V. Bobeshko

JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

Abstract. The paper proposes a method of digital correction of nonlinearity in software-defined radios using additive dithering signal to improve radio receiver parameters, based on smooth adjustment of the amplitude of dithering signal to minimize the reduction of dynamic range on intermodulation. Analytical proof of the effectiveness of this method is given. A practical approach for calculating the speed of controlling the amplitude of the dithering signal is proposed. The structural scheme realizing this method is synthesized.

Keywords: programmable radio receiving device; digital signal processing; SDR; radio communication; analog-digital path; ADC.

1. ВВЕДЕНИЕ

В связи с быстрым развитием цифровых технологий большого внимания заслуживают SDR (software defined radio) [1] радиоприемные тракты, построенные с применением цифровой обработки сигналов (ЦОС). Эта технология основывается на возможности оцифровки радиосигнала в реальном времени и последующей обработке программными или аппаратными цифровыми средствами – цифровыми сигнальными процессорами, ПЛИС и т.д. Программируемые радиоприемные устройства в некоторых источниках также называют идеальными [1, 2]. Сущность таких устройств заключается в осуществлении аналого-цифрового преобразования на радиочастоте, а также в применении одного из известных методов [3] для увеличения интермодуляционной избирательности. Например, может применяться метод направленный на изменении статистических и спектральных характеристик помех, возникающих при прохождении сигнала через нелинейный АЦП, при помощи аддитивного размывающего сигнала. Добавление размывающего сигнала к преобразуемому сигналу перед АЦП позволяет уменьшить корреляцию преобразованного сигнала, шума квантования и продуктов нелинейности на выходе АЦП. Уменьшение корреляции сопровождается изменением спектральных характеристик помех и приводит к увеличению ширины их спектра.

Дальнейшая обработка приводит к уменьшению мощности продуктов нелинейности, попадающих в полосу основного канала приема. Добавление размывающего сигнала до нелинейного АЦП с последующим уменьшением энергии помех нелинейности при обработке цифрового сигнала является разновидностью цифровой коррекции.

Методы, использующие вспомогательные размывающие сигналы, можно классифицировать по взаимному расположению спектров принимаемого и размывающего сигналов. К первой группе относятся случаи, когда спектры обоих сигналов частично или полностью перекрываются, что может происходить, когда спектр размывающего сигнала имеет равномерную спектральную плотность и занимает всю нулевую полосу Найквиста. При этом важно, чтобы эффективное значение размывающего сигнала на входе АЦП оставалось достаточно малым, чтобы не ухудшать отношение сигнал/шум после преобразования в цифровую форму.

2. СУЩЕСТВУЮЩИЕ РЕАЛИЗАЦИИ

Примером реализации такого метода является устройство с ключевым управлением амплитудой размывающего сигнала [4], в котором сформированный аддитивный размывающий сигнал, поступает на вход сумматора для сложения с входным радиочастотным сигналом, далее смесь поступает на АЦП и квантованные отсчеты поступают в цифровой приемный тракт, а также на вход вычислителя амплитуды. Измеренное значение сравнивается цифровым компаратором с пороговым значением P_1 . Если амплитуда сигнала превышает пороговое значение, то ключ прекращает поступление размывающего сигнала на второй вход сумматора, если амплитуда не превышает порог P_1 то ключ пропускает размывающий сигнал (рисунок 1). Такая схема позволяет ключевым способом управлять амплитудой размывающего сигнала, что позволяет увеличить динамический диапазон по блокированию, но приводит к резкому ухудшению динамического диапазона по интегральной модуляции, при достижении амплитуды смеси сигналов на выходе АЦП порога отключения размывающего сигнала.

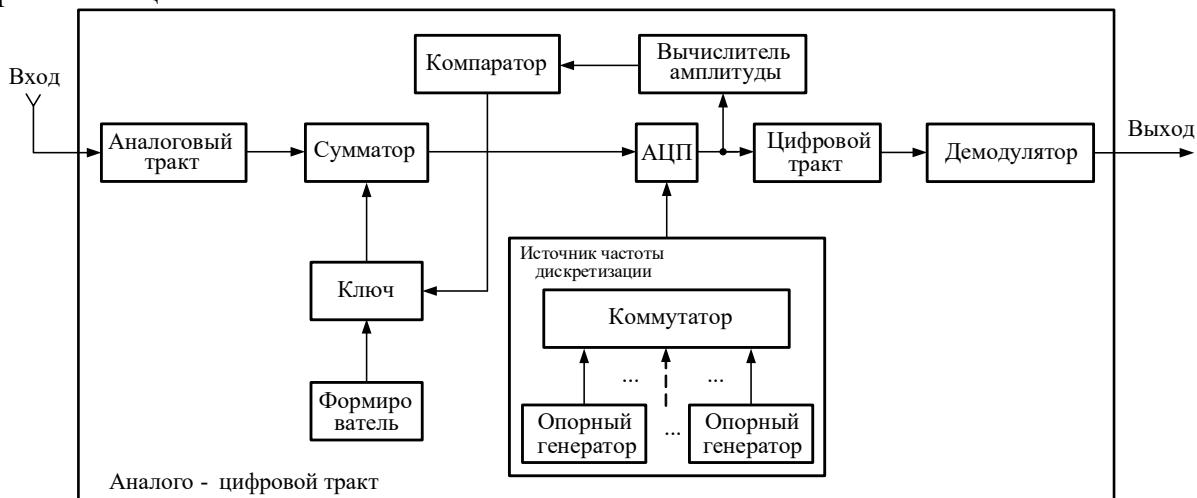


Рис.1. Структурная схема АЦТ программно-определенного радиоприемника с использованием размывающего сигнала управляемого ключевым способом.

Динамический диапазон по блокированию характеризует возможность радиоприемника осуществлять прием сигнала при наличии помех большой амплитуды [5], определяемый как отношение максимального уровня радиопомехи на входе, к чувствительности радиоприемного устройства при отсутствии помех, при котором коэффициент блокирования равен заданному значению.

Также одним из важнейших параметров радиоприемного устройства осуществлять прием сигнала, является динамический диапазон по интермодуляции [6], определяющийся как отношение уровня восприимчивости к интермодуляции к чувствительности радиоприемного устройства.

Недостатком рассмотренного метода является резкое ухудшение динамического диапазона по интермодуляции, при пороговом отключении размышающего сигнала.

Для устранения этого недостатка предлагается найти способ минимизации уменьшения динамического диапазона по интермодуляции при сохранении динамического диапазона по блокированию.

Для решения поставленной задачи предлагается плавно уменьшать амплитуду размышающего сигнала, не допуская переполнения в аналого-цифровом тракте (АЦТ).

Для SDR приемника на рисунке 1 реализующего ключевое управление размышающим сигналом, для увеличения динамического диапазона по блокированию пороговое значение компаратора $P1$ определяется по формуле:

$$P1 = FS - \frac{A_d}{K_{ADC}}, \quad (1)$$

Где FS – мгновенное значение цифрового сигнала, соответствующее максимальному входному мгновенному напряжению, не вызывающему ограничения АЦП;

A_d – амплитуда размышающего сигнала, В;

K_{ADC} – коэффициент преобразования АЦП, устанавливающий соответствие между входным напряжением АЦП и его выходным кодом, $\frac{FS}{B}$.

3. УСТРОЙСТВО С ПЛАВНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ АМПЛИТУДЫ РАЗМЫШАЮЩЕГО СИГНАЛА

Для решения поставленной задачи плавного уменьшения амплитуды размышающего сигнала, не приводящей к переполнению в АЦТ предлагается реализовать регулируемое управление амплитудой размышающего сигнала, при котором амплитуда размышающего сигнала зависит от порога срабатывания устройства регулирования, мгновенного значения цифрового сигнала не вызывающего ограничения АЦП и измеренной амплитуды принимаемого сигнала. Функциональная схема разрабатываемого приемника представлена на рисунке 2.

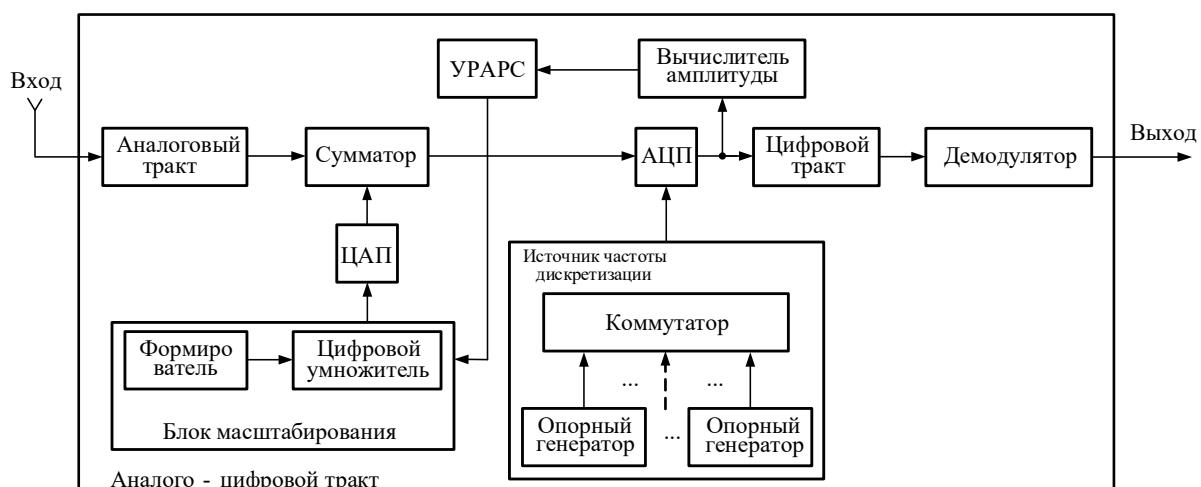


Рис.2 Структурная схема программируемого радиоприемника с применением устройства регулирования амплитуды размышающего сигнала

Предлагаемое радиоприемное устройство работает следующим образом. Принимаемый радиочастотный сигнал проходит входные цепи где происходит его сложение сумматором с аддитивным размыкающим сигналом преобразованным цифроаналоговым преобразователем (ЦАП).

С выхода сумматора сигнал поступает на вход АЦП, квантованные отсчеты сигнала после АЦП поступают в цифровой приемный тракт, а также на вход вычислителя амплитуды принимаемого сигнала, с выхода которого измеренное значение амплитуды сравнивается с порогом Π_2 устройства регулирования амплитуды размыкающего сигнала (УРАРС), порог Π_2 определяется по формуле:

$$\Pi_2 = FS - D_{\max}, \quad (2)$$

Где – мгновенное значение цифрового сигнала, соответствующее максимальному входному мгновенному напряжению, не вызывающему ограничения АЦП;

D_{\max} – значение цифрового сигнала, соответствующего максимальному значению амплитуды размыкающего сигнала на выходе ЦАП.

Если амплитуда принимаемого сигнала меньше порога Π_2 , то УРАРС устанавливает максимальное значение амплитуды размыкающего сигнала $D = D_{\max}$. Если амплитуда принимаемого сигнала больше или равна пороговому значению Π_2 , то УРАРС рассчитывает амплитуду размыкающего сигнала как разность мгновенного значения цифрового сигнала, соответствующего максимальному входному мгновенному напряжению FS , не вызывающего ограничения в АЦП и амплитуды принимаемого сигнала A . При этом скорость регулирования амплитуды размыкающего сигнала должна быть выше символьной скорости приема данных. Формула для регулирования амплитуды размыкающего сигнала представлена ниже:

Амплитуда размыкающего сигнала D определяется по формуле:

$$D = \begin{cases} FS - A, & A \geq \Pi_2 \\ D_{\max}, & A < \Pi_2 \end{cases}, \quad (3)$$

Где A – измеренная амплитуда принимаемого цифрового сигнала.

Далее рассчитанное значение передается в блок масштабирования, где перемножается цифровым умножителем с размыкающим цифровым сигналом, полученным с выхода формирователя цифрового размыкающего сигнала имеющего постоянную амплитуду, для масштабирования амплитуды размыкающего сигнала. Полученное значение передается с выхода блока масштабирования на вход ЦАП. В цифровом приемном тракте осуществляется фильтрация, перенос сигнала на нулевую частоту и децимация для понижения частоты дискретизации, далее в демодуляторе происходит принятие решения о приеме сигнала. Принятая информация поступает на выход радиоприемного устройства.

При введении в состав приемного устройства блоков формирователя цифрового размыкающего сигнала, УРАРС, ЦАП, блок масштабирования, цифровой умножитель амплитуда размыкающего сигнала D в цифровом виде может плавно изменяться от максимального значения D_{\max} до полного отключения, что позволяет минимизировать уменьшение динамического диапазона по интермодуляции.

Рассмотрим пример радиоприемного устройства выполненного согласно схеме на рисунке 2 на основе АЦП AD9626 фирмы Analog Devices [7] с уровнем переполнения $V_{p-p} = 1.25V$ (здесь и далее под уровнем сигнала подразумевается его значение пик-пик), которое соответствует цифровому значению $FS = FFFh$. Формирователь цифрового размыкающего сигнала генерирует максимальное значение с уровнем $0.125V$ соответствующее цифровому уровню $D_{\max} = 19Ah$, порог срабатывания в

УРАРС равен $P2 = FS - D_{\max} = E65h \approx 1.125B$. При приеме сигнала уровнем $1.1B$ сигнал проходит входные цепи и смешивается с размывающим сигналом с уровнем $0.125B$, на АЦП поступает сигнал уровнем $A = 1.225B$, после АЦП измеряется уровень принимаемого сигнала в цифровом виде, и далее измеренное значение попадает в устройство регулирования амплитуды размывающего сигнала, где происходит сравнение измеренного значения с порогом $FADh > E65h$, это не отвечает условию $A < P2$ и устройство регулирования принимает решение изменить цифровое значение уровня размывающего сигнала:

$$D = FFFh - FADh = 052h$$

Цифровое значение амплитуды размывающего сигнала передается в блок масштабирования, где перемножается с размывающим сигналом. И далее перемноженное значение $D = 1 * 052h = 052h$ поступает в ЦАП. Тогда к полезному сигналу $1.1B$ в сумматоре прибавится размывающий сигнал с амплитудой $0.025B$, и в АЦП поступит сигнал с амплитудой $1.125B$, в отличии от схемы с ключевым управлением, при этом достигается плавное изменение динамического диапазона по интермодуляции, не вызывающее переполнение в АЦП. Это позволяет осуществлять плавное регулирование амплитуды размывающего сигнала, вместо его полного отключения.

К несомненным преимуществам такой реализации устройства относится отсутствие резкого порога отключения размывающего сигнала. Что позволяет достичь увеличения динамического диапазона по блокированию минимизировав уменьшение динамического диапазона по интермодуляции при высоком уровне блокирующей помехи.

Важным параметром при плавном регулировании амплитуды размывающего сигнала является скорость перестройки амплитуды. Оценим минимальную скорость регулирования уровня размывающего сигнала при которой не ухудшается качество приема полезного сигнала в зависимости от символьной скорости на примере сигнала с частотной манипуляцией.

Передаваемое сообщение частотно-манипулированным сигналом состоит из элементарных символов определенной длительности. При переполнении АЦП внеполосной помехой важно успеть увеличить динамический диапазон приемника путем снижения уровня размывающего сигнала за определенное время. На практике выбирается время равное длительности символа, чтобы не допустить его искажения. Если скорость регулировки амплитуды размывающего сигнала совпадает с символьной скоростью, то на каждый символ точно будет приходится одна итерация регулирования, что позволит принимать сигнал без искажения.

Описанный выше подход к выбору скорости регулирования амплитуды является логичным и не требующим сложных расчетов, в зависимости от конкретной системы связи и задачи, стоящей перед разработчиком скорость регулирования можно увеличивать или уменьшать.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В соответствии с задачей в работе был предложен метод плавного управления амплитудой размывающего сигнала для коррекции нелинейности и реализовано радиоприемное устройство, в котором при равенстве или превышении смеси сигналов на выходе АЦП порога срабатывания УРАРС размывающий сигнал не отключается, а линейно масштабируется пропорционально смеси сигналов на входе приемника и отключается полностью только в случае достижения смеси сигналов уровня ограничения АЦП FS. Это позволяет задействовать свойства размывающего сигнала для

увеличения динамического диапазона по интермодуляции максимально эффективно без ухудшения динамического диапазона по блокированию для обеспечения устойчивой радиосвязи в сложной помеховой обстановке. Обоснована скорость регулирования амплитуды размышающего сигнала, синтезирована структурная схема SDR радиоприемника, реализующего предложенный метод. Использование данного метода позволяет создавать перспективные радиосредства с программируемой архитектурой и цифровой обработкой непосредственно на радиочастоте. Дальнейшее направление исследования заключается в расчете и обосновании минимальной, максимальной и оптимальной скорости подстройки амплитуды размышающего сигнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. Bruce Alan Fette. Cognitive radio technology, Second Edition. USA: Elsevier Science & Technology Books, 2009. - p.p. 828.
2. W. Tuttlebee, Ed. Software defined radio: enabling technologies. UK: John Wiley & Sons, 2002. - p.p. 442.
3. Маковий В.А. Цифровая коррекция комбинаций в SDR радиостанциях. // Теория и техника радиосвязи, 2012, №3. - С. 25-34.
4. Маковий В.А., Ермаков С.А. Радиоприемное устройство с ключевым управлением амплитудой размышающего сигнала. RU 2660660 C2, заяв. 11.04.2016, опубл. 09.07.2018.
5. Радиосвязь. Термины и определения. ГОСТ 24375-80, Москва, 1987. - 58 с.
6. Совместимость радиоэлектронных средств электромагнитная. Термины и определения. ГОСТ 23611-79, Москва, 1988. – 6 с.
7. AD9626. 12-Bit, 170 MSPS/210 MSPS/250 MSPS, 1.8 V Analog-to-Digital Converter. <https://www.analog.com/en/products/ad9626.html>, 18.02.2025.
8. ETSI TS 102 361-1 V2.6.1 (2023-05). Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Digital Mobile Radio (DMR) Systems; Part 1: DMR Air Interface (AI) protocol.
https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/102300_102399/10236101/02.06.01_60/ts_10236101v020601p.pdf, 18.02.2025.

REFERENCES

1. Bruce Alan Fette. Cognitive radio technology, Second Edition. USA: Elsevier Science & Technology Books, 2009. - p.p. 828.
2. W. Tuttlebee, Ed. Software defined radio: enabling technologies. UK: John Wiley & Sons, 2002. - p.p. 442.
3. Makovij, V. A. Digital combination correction in SDR radios. // Theory and technique of radio communication, 2012, №3. - С. 25-34.
4. Makovij, V. A., Ermakov, S. A. Radio receiver with key control of the amplitude of the dithering signal. RU 2660660 C2, stated. 11.04.2016, publ. 09.07.2018.
5. Radio communications. Terms and definitions. GOST 24375-80, Moscow, 1987. - 58 с.
6. Electromagnetic compatibility of radio electronic equipment. Terms and definitions. GOST 23611-79, Moscow, 1988. - 6 с.
7. AD9626. 12-Bit, 170 MSPS/210 MSPS/250 MSPS, 1.8 V Analog-to-Digital Converter. <https://www.analog.com/en/products/ad9626.html>, 18.02.2025.
8. ETSI TS 102 361-1 V2.6.1 (2023-05). Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Digital Mobile Radio (DMR) Systems; Part 1: DMR Air Interface (AI) protocol.
https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/102300_102399/10236101/02.06.01_60/ts_10236101v020601p.pdf, 18.02.2025.

ОБОСНОВАНИЕ АЛГОРИТМА УПРАВЛЕНИЯ ПОМЕХОВЫМИ КАНАЛАМИ СТАНЦИЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ ЗАЩИТЫ МАЛОРАЗМЕРНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

С. К. Турбин, И. В. Русаков

Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина
(УрФУ), Екатеринбург, Россия

Аннотация. Представлен методический подход для обоснования алгоритма управления помеховыми каналами малогабаритной станции радиотехнической защиты. Предложен алгоритм управления, обеспечивающий минимизацию вероятности правильного обнаружения радиолокационной станцией защищаемых летательных аппаратов для типовых условий их применения. Основой алгоритма является принцип параллельно-последовательного обслуживания помехами группы разведанных радиолокационных станций.

Ключевые слова: малоразмерный летательный аппарат, станция радиотехнической защиты, алгоритм управления помеховыми каналами, радиолокационная станция, вероятность правильного обнаружения цели.

SUBSTANTIATION OF THE ALGORITHM FOR CONTROLLING INTERFERENCE CHANNELS OF RADIO PROTECTION STATIONS FOR SMALL-SIZED AIRCRAFT

S. K. Turbin, I. V. Rusakov

Ural Federal University named after the First President of Russia B.N. Yeltsin (UrFU),
Yekaterinburg, Russia

Abstract. A methodological approach is presented to substantiate the algorithm for controlling interference channels of a small-sized radio protection station. A control algorithm is proposed that minimizes the probability of correct detection by a radar station of protected aircraft for typical conditions of their use. The algorithm is based on the principle of parallel-sequential interference maintenance of a group of reconnaissance radar stations.

Keywords: a small-sized aircraft, a radio protection station, an algorithm for controlling interference channels, a radar station, the probability of correct target detection.

1. ВВЕДЕНИЕ

К малоразмерным летательным аппаратам (МЛА) относятся, как правило, беспилотники, крылатые и другие ракеты, а также малые пилотируемые средства, вес которых ограничен десятками или несколькими сотнями килограммов, а геометрические размеры составляют доли-единицы метров.

МЛА применяются для решения широкого спектра задач как гражданской, так и военной направленности. Для последней характерно их применение в разведывательном и ударном вариантах.

Одной из проблем применения МЛА является их живучесть при преодолении зон поражения зенитных комплексов (ЗК) противоборствующей стороны [1]. Актуальным способом решения этой проблемы является оснащение МЛА станциями радиотехнической защиты (РТЗ) [2].

Особенностями таких станций для МЛА являются:

отсутствие возможности разведки радиолокационных станций (РЛС) – потенциальных объектов радиоэлектронного подавления во время создания помех по условиям электромагнитной совместимости (ЭМС), что влечёт за собой необходимость удовлетворения противоречивым требованиям к параметрам временных циклов работы приёмного и передающего устройств;

ограниченная пропускная способность, что исключает возможность одновременного создания помех требуемому числу опасных РЛС в реальном потоке сигналов;

снижение энергопотенциала отдельного помехового канала при одновременной работе нескольких аналогичных каналов [3].

При указанных технических ограничениях возрастает роль рационального управления помеховыми каналами бортовых станций РТЗ для эффективного подавления РЛС ЗК в интересах защиты МЛА.

Целью работы является совершенствование управления помеховыми каналами станций РТЗ МЛА для повышения эффективности подавления РЛС ЗК.

В качестве показателя эффективности подавления РЛС используется вероятность правильного обнаружения цели D при заданной вероятности ложной тревоги F [4].

2. МЕТОДИЧЕСКИЙ ПОДХОД ДЛЯ ОБОСНОВАНИЯ АЛГОРИТМА УПРАВЛЕНИЯ ПОМЕХОВЫМИ КАНАЛАМИ СТАНЦИИ РТЗ МЛА

За счет того, что излучение шумовой помехи периодически прерывается для предоставления «окон разведки», а также при необходимости попеременного подавления различных РЛС, ее временная структура сводится к виду, характерному для прерывисто-шумовой помехи (ПШП). В условиях воздействия таких помех современные РЛС ЗК могут реализовать режим адаптации порога обнаружения целей. Полученные автором выражения для расчета вероятности D при воздействии ПШП на РЛС с таким режимом представляются следующим образом [5].

В случае создания ПШП одним источником помех ($N_{ucm} = 1$) для нормированного порога обнаружения l_0 :

$$D = k_3 \exp\left(-2Mk_3 \frac{\alpha k_3 Q_n^2}{1 + (1 + \alpha k_3) Q_n^2}\right) + (1 - k_3) \exp\left(-2Mk_3 \frac{\alpha k_3 Q_n^2}{1 + \alpha k_3 Q_n^2}\right), \quad (1)$$

где k_3 – коэффициент заполнения ПШП в периоде, M – число элементов разрешения по дальности в интервале интегрирования помехи с центром на анализируемом элементе разрешения по дальности, Q_n^2 – отношение мощностей помехи (во время ее излучения) и сигнала в полосе пропускания приемника РЛС, $\alpha = \frac{\pi}{8M} l_0^2$.

Функциональная зависимость вероятности F от порога l_0 определяется формулой:

$$F \approx \exp\left(-\frac{2\pi l_0^2 M}{\pi l_0^2 + 8M}\right). \quad (2)$$

При нескольких источниках ПШП ($N_{ucm} > 1$) интенсивность заполнения ее периодов шумовой составляющей будет увеличиваться прямо пропорционально числу

N_{ucm} . Эквивалентно это можно отобразить как увеличение частоты следования помеховых импульсов в N_{ucm} раз. В этом случае вероятность правильного обнаружения цели может быть рассчитана по формуле:

$$D = k_3^0 \exp\left(-2Mk_{3,N} \frac{\alpha k_{3,N} Q_n^2}{1 + (\alpha k_{3,N}) Q_n^2}\right) + (1 - k_3^0) \exp\left(-2Mk_{3,N} \frac{\alpha k_{3,N} Q_n^2}{1 + \alpha k_{3,N} Q_n^2}\right), \quad (3)$$

где $k_{3,N} = k_3 N_{ucm}$; $k_3^0 = \begin{cases} k_{3,N}, & \text{при } k_{3,N} < 1; \\ 1, & \text{при } k_{3,N} \geq 1. \end{cases}$

Приведенные выражения позволяют оценить эффективность ПШП при подавлении РЛС группировки ЗК для различных алгоритмов управления помеховыми каналами станций РТЗ МЛА с учетом задействованных источников помехи, ее временных и энергетических параметров.

Если станция РТЗ одновременно (параллельно) обслуживает две и более РЛС, то снижение энергопотенциала каждого помехового канала учитывается путем уменьшения параметра Q_n^2 в число раз, равное числу обслуживаемых РЛС. Снижение эффективности ПШП за счет временного прореживания из-за «окон разведки», а также вынужденного попеременного подавления различных РЛС при их большом числе, учитывается соответствующим уменьшением параметра k_3 . Этот параметр увеличивается в N_{ucm} раз при одновременном задействовании в подавлении двух и более станций РТЗ. Варьируя указанными параметрами в формулах (1) и (3), можно провести оценку эффективности подавления РЛС для конкретных условий радиоэлектронного конфликта при возможных алгоритмах управления помеховыми каналами. По критерию минимума вероятности D из числа рассматриваемых альтернатив осуществляется выбор наилучшего варианта алгоритма управления.

3. ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРЕРЫВИСТОЙ ШУМОВОЙ ПОМЕХИ

С целью установления зависимостей вероятности обнаружения цели РЛС D от коэффициента заполнения ПШП k_3 и отношения мощностей помехи и сигнала Q_n^2 были проведены расчёты по формулам (1) и (3) для четырех значений N_{ucm} , равных 1, 2, 3 и 4. Коэффициент k_3 при этом менялся от 0,1 до 0,9 с шагом 0,1, а значений Q_n^2 было взято пять – 0,25; 0,33; 0,5; 1 и 5.

Результаты расчётов приведены в таблице 1. При значениях $D < 0,01$ проводилось их округление до нуля, а строки только с нулевыми значениями исключались.

С применением выражений (1) и (3) выполнены многочисленные расчеты показателя эффективности подавления РЛС (вероятность обнаружения цели D) станциями РТЗ из боевого порядка МЛА при различных сочетаниях значений N_{ucm} , Q_n^2 , k_3 и постоянных $M = 100$, $l_0 = 3,94$ (соответствует вероятности ложной тревоги $F = 10^{-5}$), $\alpha = 0,06$.

Таблица 1. Результаты расчёта вероятности D для различных N_{ucm} , k_3 и Q_n^2

N_{ucm}		1					2				
$\backslash Q_n^2$	k_3	0,25	0,33	0,5	1	5	0,25	0,33	0,5	1	5
0,1	1,00	1,00	0,94	0,89	0,59	0,89	0,86	0,8	0,65	0,21	
0,2	0,89	0,86	0,8	0,65	0,21	0,64	0,56	0,44	0,24	0,08	
0,3	0,77	0,72	0,61	0,41	0,13	0,38	0,30	0,19	0,08	0,02	
0,4	0,64	0,56	0,44	0,24	0,08	0,20	0,13	0,07	0,02	0	
0,5	0,51	0,42	0,29	0,14	0,04	0,09	0,05	0,02	0	0	
0,6	0,38	0,30	0,19	0,06	0,02	0,03	0,01	0	0	0	
0,7	0,28	0,20	0,11	0,04	0	0	0	0	0	0	
0,8	0,20	0,13	0,07	0,02	0	0	0	0	0	0	
0,9	0,13	0,08	0,04	0	0	0	0	0	0	0	
N_{ucm}		3					4				
$\backslash Q_n^2$	k_3	0,25	0,33	0,5	1	5	0,25	0,33	0,5	1	5
0,1	0,77	0,71	0,61	0,41	0,13	0,64	0,56	0,44	0,24	0,08	
0,2	0,38	0,30	0,19	0,06	0,02	0,20	0,13	0,07	0,02	0	
0,3	0,14	0,08	0,04	0,01	0	0,03	0,01	0	0	0	

Каждому сочетанию варьируемых параметров соответствует свой вариант управления помеховыми каналами станции РТЗ, который подразумевает:

число задействованных помеховых каналов;

режим работы этих каналов, задаваемый их двух альтернатив:

постоянное обслуживание каждым помеховым каналом назначенной для него РЛС при общем числе РЛС, меньшем или равном числа помеховых каналов;

последовательно-параллельное обслуживание различных сочетаний групп РЛС, на которые разбивается вся совокупность РЛС при их числе, большем числа помеховых каналов.

В результате анализа данных таблицы 1 были установлено, что при числе РЛС, меньшем или равном числа помеховых каналов станции РТЗ, наилучшим является параллельное обслуживание, когда на каждую РЛС назначается отдельный помеховый канал. В противном случае предпочтительным является формирование нескольких групп с примерно одинаковым максимально возможным числом РЛС в каждой. Обслуживание РЛС в группе осуществляется параллельно, а отдельных групп РЛС – последовательно.

В таблице 2 приведены результаты расчетов вероятности D при обслуживании 4 или 8 РЛС одной станцией РТЗ с четырьмя помеховыми каналами при двух-трех вариантах их работы. При участии в обслуживании нескольких станций РТЗ работа каждой из них осуществляется независимо от работы других станций. Подчеркиванием выделены предпочтительные варианты управления помеховыми каналами для заданных условий.

Таблица 2. Результаты расчёта вероятности D при обслуживании 4 или 8 РЛС

Число РЛС	Вариант работы помеховых каналов при обслуживании РЛС	Q_n^2	k_3	D
4	1) параллельно 4 канала – по 1 каналу на каждую РЛС из четырех	0,25	1	0,09
	2) 1 канал – попеременно на одну из четырех РЛС	1	0,25	0,65
8	1) РЛС разбиваются на 2 группы – по 4 РЛС в каждой группе, назначаются по 1 каналу на каждую РЛС в группе, реализуется последовательное попеременное обслуживание групп	0,25	0,5	0,51
	2) РЛС разбиваются на 3 группы – по 3 РЛС в 1 и 2 группах, 2 – в 3 группе, назначаются 3 канала по 1 каналу на каждую РЛС в 1 – 2 группах, 2 канала по 1 каналу на каждую РЛС в 3 группе, реализуется последовательное попеременное обслуживание групп	0,33 0,5	0,33	0,68
	3) РЛС разбиваются на 4 группы – по 2 РЛС в каждой группе, назначаются 2 канала по 1 каналу на каждую РЛС в группе, реализуется последовательное попеременное обслуживание групп	0,5	0,25	0,8

Из анализа приведенных в таблице 2 результатов оценок вероятности D следует, что предпочтительный вариант работы помеховых каналов эффективнее альтернативных вариантов в 7 раз при обслуживании 4 РЛС и в 1,3 – 1,6 раза при обслуживании 8 РЛС.

Таким образом, рациональным алгоритмом управления помеховыми каналами в станции РТЗ МЛА является:

при числе РЛС, не превышающем числа помеховых каналов, на каждую РЛС назначается отдельный канал, все каналы излучают помеху параллельно;

для обслуживания РЛС числом более числа помеховых каналов проводится их разбивка на нескольких групп с примерно одинаковым максимально возможным числом РЛС в каждой, РЛС одной группы каналы излучают помеху параллельно, группы РЛС обслуживаются последовательно с заданным периодом с последующим циклическим повторением начиная с первой группы после завершения обслуживания последней.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При ограниченной пропускной способности станций РТЗ МЛА и снижении энергопотенциала отдельного помехового канала при одновременной работе нескольких таких каналов снижается возможность эффективного подавления опасных РЛС в реальном потоке сигналов. Это обуславливает актуальность совершенствования

алгоритма управления помеховыми каналами рассматриваемых станций РТЗ. На основе разработанного автором методического подхода предложен алгоритм управления, обеспечивающий минимизацию вероятности правильного обнаружения РЛС защищаемых МЛА для типовых условий их применения. В основу алгоритма положен принцип параллельно-последовательного обслуживания помехами группы разведанных РЛС. Реализация данного алгоритма в перспективной авиационной технике радиоэлектронного подавления позволит обеспечить практическую эффективность станций РТЗ МЛА, близкую к потенциальной.

ЛИТЕРАТУРА

1. Еремин Г., Гаврилов А., Назарчук И. Малоразмерные беспилотники — новая проблема для ПВО. Арсенал Отечества, 2014, №5. [Электронный ресурс] Режим доступа: <http://army-news.ru/2015/02/malorazmernye-bespiotniki-novaya-problema-dlya-PVO/>(дата обращения 30.09.2024).
2. Концепция построения индивидуальной защиты летательных аппаратов от управляемого ракетного оружия. Оборонные инициативы. Минск. [Электронный ресурс] Режим доступа: <https://defin.by/>(дата обращения 30.09.2024).
3. Перунов, Ю. М. Методы и средства радиоэлектронной борьбы / Ю. М. Перунов, А. И. Куприянов. – Москва; Вологда: Инфра-Инженерия, 2021. – 376 с.
4. Справочник по радиолокации. В 2-х книгах. // Книга 1. Под редакцией М.И. Сколника. Техносфера. 2015. 672 с. ISBN: 978-5-94836-381-3.
5. Турбин С.К., Русаков И.В. Методика оценки эффективности воздействия прерывистой шумовой помехи на радиолокационную станцию с адаптивным формированием порога обнаружения // Радиотехника. 2024. Т. 88. № 9. С. 58–66. DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202409-05>.

REFERENCES

1. Eremin G., Gavrilov A., Nazarchuk I. Small—sized drones - a new problem for air defense. Arsenal of the Fatherland, 2014, No. 5. [Electronic resource] Access mode: <http://army-news.ru/2015/02/malorazmernye-bespiotniki-novaya-problema-dlya-PVO/> /(accessed 30.09.2024).
2. The concept of building individual protection of aircraft from guided missile weapons. Defense initiatives. Minsk. [Electronic resource] Access mode: <https://defin.by/> /(accessed 30.09.2024).
3. Perunov, Yu. M. Methods and means of electronic warfare / Yu. M. Perunov, A. I. Kupriyanov. – Moscow; Vologda: Infra-Engineering, 2021. – 376 p.
4. Handbook of radar. In 2 books. // Book 1. Edited by M.I. Skolnik. Technosphere. 2015. 672 p. ISBN: 978-5-94836-381-3.
5. Turbin S.K., Rusakov I.V. Methodology for evaluating the effectiveness of intermittent noise interference on a radar station with adaptive detection threshold formation // Radio Engineering. 2024. Vol. 88. No. 9. pp. 58-66. DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202409-05>.

МЕТОДИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЧАСТОТНО-ТЕРРИОРИАЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ В УСЛОВИЯХ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ ПРОТИВНИКА, ОСНОВАННОЕ НА ФОРМИРОВАНИИ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

С. Н. Яншин¹, С. А. Алейников², Д. А. Солгалов³

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

² Войсковая часть 21882, Москва, Россия

³ Войсковая часть 63669, Москва, Россия

Аннотация. В статье проведен анализ специфики задачи частотно-территориального распределения РЭС при наличии таких ограничений, как радиоэлектронное подавление и огневое поражение со стороны противника, обоснованы направления ее решения, предложено методическое обеспечение, основанное на формировании нейронных сетей, для решения данной задачи в условиях неопределенности, вызванной противодействием противника.

Ключевые слова: частотно-территориальное распределение, нейронные сети, радиоэлектронное средство, электромагнитная совместимость, релевантные параметры воздействия.

METHODICAL MAINTENANCE OF FREQUENCY-TERRITORIAL DISTRIBUTION OF RADIO-ELECTRONIC MEANS IN THE CONDITIONS OF COUNTERACTION OF THE OPPONENT, BASED ON FORMATION OF NEURAL NETWORKS

S. N. Yanshin¹, S. A. Aleynikov², D. A. Solgalov³

¹ MESC AF «Air Force Academy», Voronezh, Russia

² Military unit 21882, Moscow, Russia

³ Military unit 63669, Moscow, Russia

Abstract. In article the analysis of specificity of a problem of frequency-territorial distribution of radio-electronic means in the presence of such restrictions as radio-electronic suppression and fire defeat from the opponent, are proved directions of its decision is carried out, the methodical maintenance based on formation of neural networks, for the decision of the given problem in the conditions of the uncertainty caused by counteraction of the opponent is offered.

Keywords: frequency-territorial distribution, neural networks, radio-electronic means, electromagnetic compatibility, relevant parameters of influence.

1. ВВЕДЕНИЕ

Опыт ведения боевых действий, накапливаемый Вооруженными Силами Российской Федерации в новейшей истории нашего государства, показывает, что своевременное принятие оптимально эффективного решения в условиях ведения боя при современном противодействии противника принимает очень важное значение [1, 2]. Возрастание значимости обусловлено сжатыми сроками принятия решения, многозадачностью в определении параметров оценки, а также возрастанием

необходимости принятия решений в условиях недостатка или неполноты априорной информации. В этом случае имеется первостепенная задача в разработке специального математического обеспечения методов системного анализа для принятия решения в условиях противодействия противника.

Особое место при принятии решения занимает задача планирования частотно-территориального распределения радиоэлектронных средств (РЭС) военного назначения как на этапе предварительной подготовки любой боевой операции, так и в условиях непосредственного ведения боевых действий.

Одним из наиболее значимых этапов по распределению радиоэлектронных средств является составление плана по частотно-территориальному распределению радиоэлектронных сил и средств с учетом обеспечения их электромагнитной совместимости. Однако такой план формируется до начала проведения любой боевой операции и берётся за базовый на основе модели радиоэлектронной обстановки [3, 4].

Поэтому целесообразно исследовать процессы принятия решений по частотно-территориальному перераспределению РЭС в условиях непосредственного ведения боевых действий. В этом случае наиболее релевантными параметрами воздействия принимаются параметры средств радиоэлектронного подавления противника, а также параметры средств его огневого поражения.

2. МЕТОДИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЧАСТОТНО-ТЕРРИОРИАЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ, ОСНОВАННОЕ НА ФОРМИРОВАНИИ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

По отношению к устойчивости, непрерывности, оперативности и скрытности функционирования радиоэлектронных средств необходимо выбрать их релевантные параметры, влияющие на достижение цели радиоэлектронных средств по доведению боевого сигнала управления до основных пользователей в условиях непосредственного ведения боевых действий.

Таким образом, необходимо разработать специальное математическое обеспечение методов системного анализа для частотно-территориального планирования распределения РЭС в условиях противодействия противника, которое обеспечит кратчайшие сроки для принятия решения по оцениванию возможностей выполнения функций передачи боевых сигналов управления до основных пользователей в условиях непосредственного ведения боевых действий.

Наиболее эффективным методом решения такого рода задач в условиях неполноты априорных данных являются методы, основанные на формировании нейронных сетей. Исходя из того, что имеется целый ряд типов нейронных сетей, то целесообразно для решения поставленной задачи выбрать тип соревновательной нейронной сети (Competitive Neural Network). Также целесообразно выбрать два вектора входов: один вектор описывает противника, второй вектор описывает параметры распределённых РЭС.

Исходя из того, что наиболее релевантными параметрами воздействия приняты параметры средств радиоэлектронного подавления (РЭП) противника, а также параметры средств его огневого поражения (ОП), то входными величинами сети необходимо выбрать вектор размерностью 2×1 .

При условии, что за основу будет принято 20 параметров РЭС [4], то применительно ко второму входу необходимо выбрать вектор размерностью 20×1 .

Для реализации специального математического обеспечения модели целесообразно выбрать MATLAB. В связи с этим предлагаемая структура математической модели имеет следующий вид (рисунок 1).

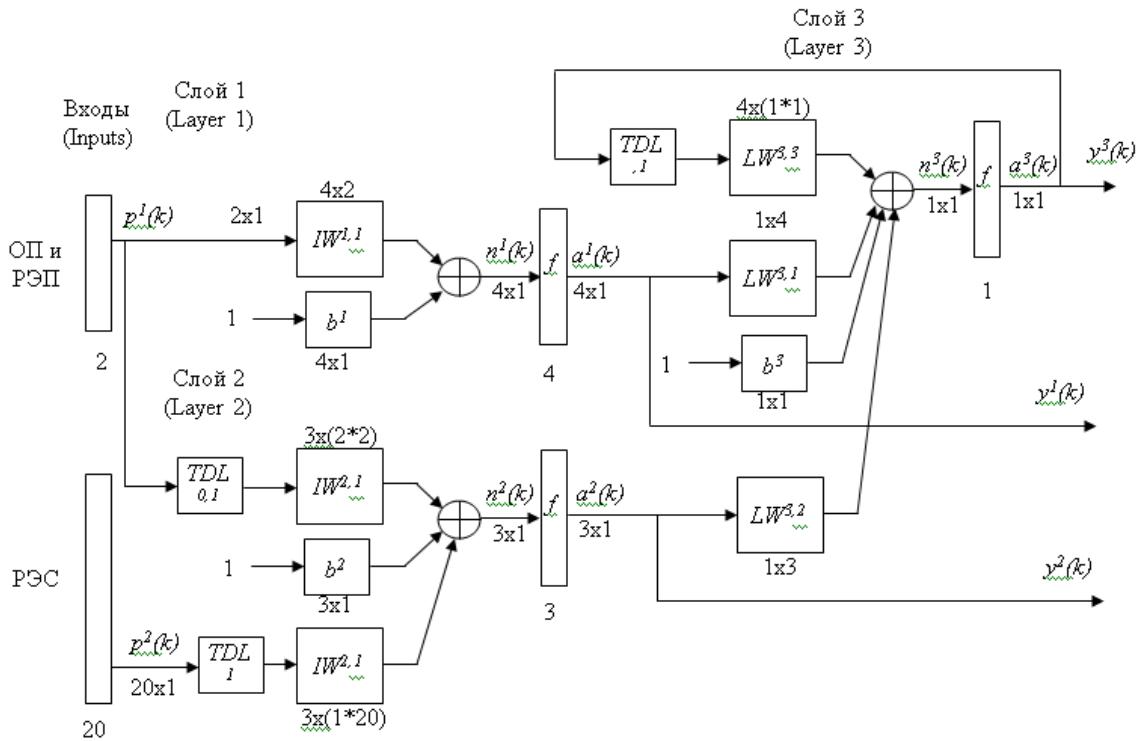


Рис. 1. Предлагаемая структура математической модели для MATLAB

Формирование нейронной сети для оценки распределения РЭС в условиях противодействия с использованием математического аппарата нейронных сетей имеет следующий вид (1):

$$\begin{aligned}
 a^1(k) &= f(IW^{1,1}p^1(k) + b^1) \\
 a^2(k) &= f(IW^{2,1}[p^1(k); p^1(k-1)] + IW^{2,2}p^2(k-1) + b^2) \\
 a^3(k) &= f(LW^{3,3}a^3(k-1) + LW^{3,1}a^1(k) + b^3 + LW^{3,2}a^2(k))
 \end{aligned} \tag{1}$$

Реализация специального математического обеспечения методов системного анализа для оценивания эффективности частотно-территориального распределения РЭС в условиях противодействия противника с использованием математического аппарата нейронных сетей в MATLAB имеет следующую последовательность шагов:

1. net=network; % формирование пользовательской сети;
2. net.numInputs=2; % определение двух входов у сети: первый размерностью 2x1, второй- 20x1;
3. net.numLayers=3; % определение трёх слоёв сети: первый слой описывает ДЕЙСТВИЯ средств огневого поражения и средств радиоэлектронного подавления противника, направленные на наши РЭС; второй слой описывает ВОЗДЕЙСТВИЯ средств огневого поражения и средств радиоэлектронного подавления противника на наши РЭС, а также ДЕЙСТВИЯ наших РЭС по их восстановлению, замене в условиях ведения боевых действий; третий слой описывает результаты достижения ЦЕЛЕЙ наших РЭС по доведению сигналов боевого управления;
4. net.biasConnect=[1; 1; 1]; % определяет количество смещений в каждом слое (по одному), которые учитывают параметры временной задержки по выполнению ДЕЙСТВИЙ;

5. `net.inputConnect=[1 0; 1 1; 0 0];` % определяет, что первый уровень сети использует только исходные данные первого входного вектора; второй уровень сети использует исходные данные первого и второго входных векторов; третий уровень сети не использует исходные данные первого и второго входных векторов, а использует результаты ВЗАИМОДЕЙСТВИЙ имеющихся связей;

6. `net.layerConnect=[0 1 0; 1 0 0; 1 1 1];` % третий слой определяет взаимосвязь как с первым и вторым уровнями, так и имеет наличие обратной связи в третьем слое сети LW ;

7. `net.outputConnect=[1 1 1];` % определение одного выхода в первом, втором и третьем слоях;

8. далее реализуется специальное математическое обеспечение на основе заполнения параметров нейронной сети;

9. `gensim(net,-1)` % позволяет отобразить модель нейронной сети в SIMULINK MATLAB, которая представлена на рисунках 2–14.

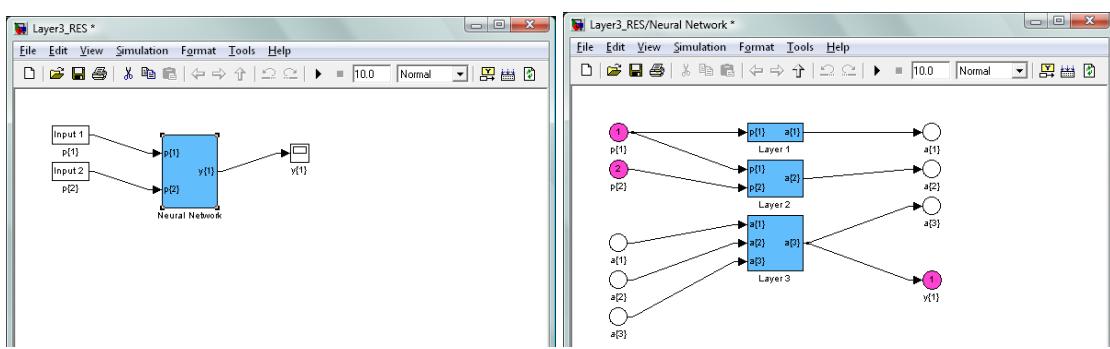


Рис. 2. Общая (а) и детальная (б) модель трехуровневой нейронной сети Layer3_RES

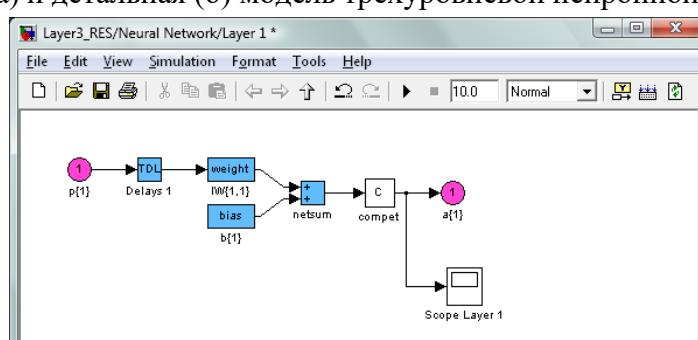


Рис. 3. Детальная структура первого уровня нейронной сети модели Layer3_RES

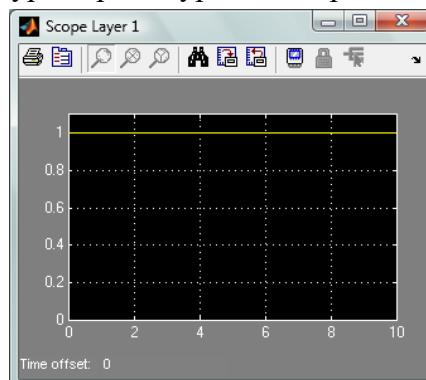


Рис. 4. Результаты осуществления ДЕЙСТВИЙ (ИСТИНА=1) первым уровнем нейронной сети модели Layer3_RES

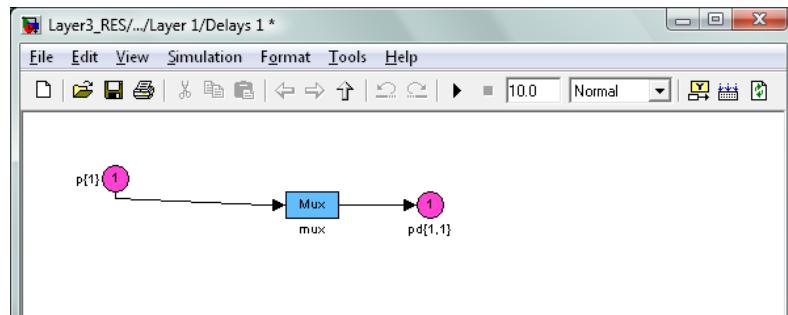


Рис. 5. Формирование задержки при осуществлении ДЕЙСТВИЙ первым уровнем нейронной сети модели Layer3_RES

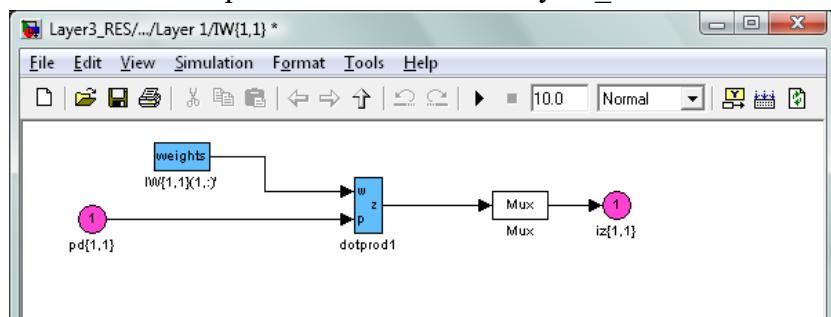


Рис. 6. Формирование весовых коэффициентов при осуществлении ДЕЙСТВИЙ первым уровнем нейронной сети модели Layer3_RES

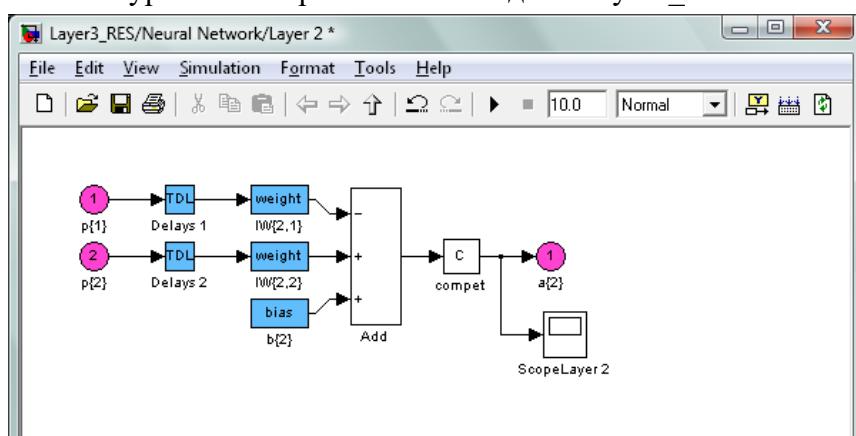


Рис. 7. Детальная модель второго уровня нейронной сети Layer3_RES

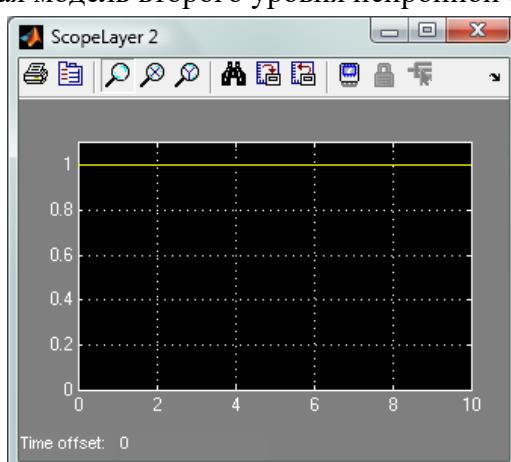


Рис. 8. Результаты осуществления ДЕЙСТВИЙ (ИСТИНА=1) вторым уровнем нейронной сети модели Layer3_RES

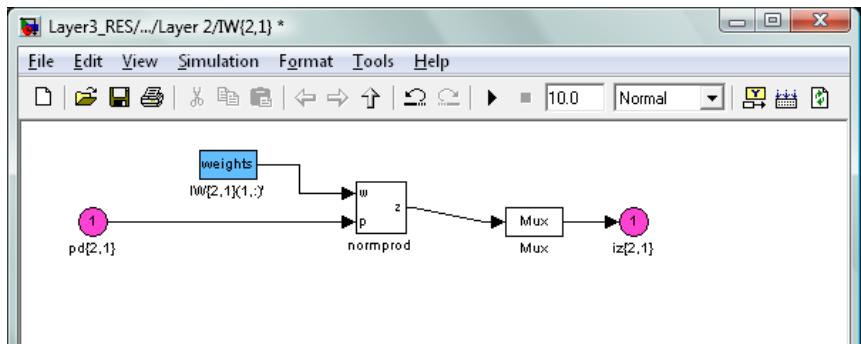


Рис. 9. Формирование весовых коэффициентов при осуществлении ДЕЙСТВИЙ вторым уровнем нейронной сети модели Layer3_RES

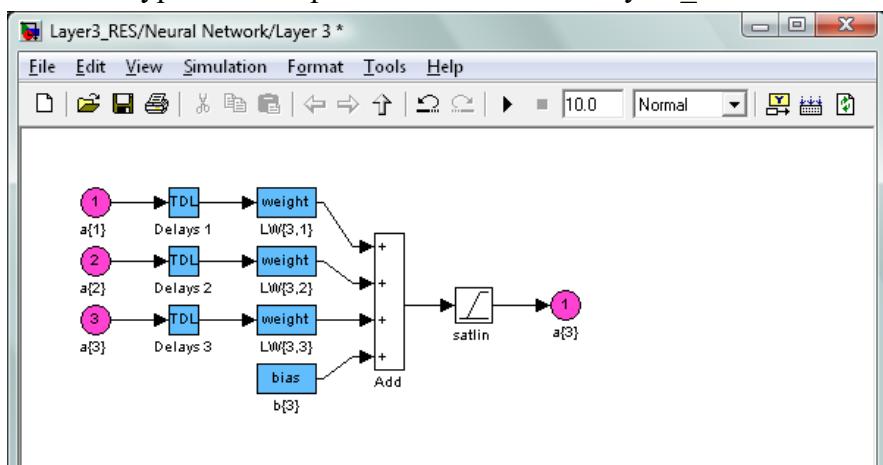


Рис. 10. Детальная модель третьего уровня нейронной сети Layer3_RES

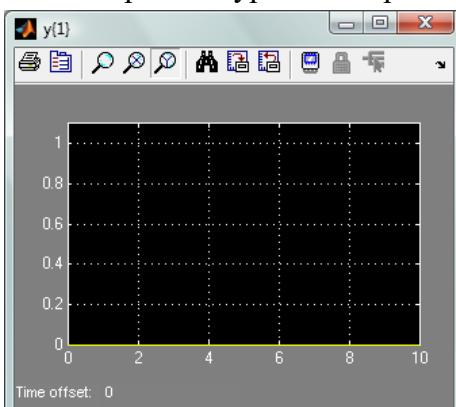


Рис. 11. Результаты осуществления ВОЗДЕЙСТВИЙ (ЛОЖЬ=0) третьим уровнем нейронной сети модели Layer3_RES

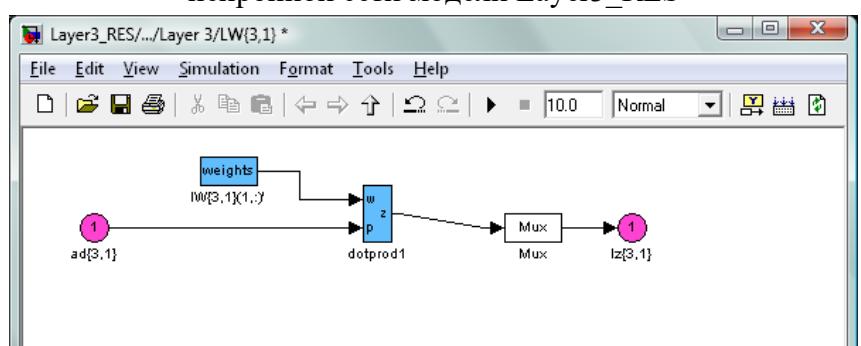


Рис. 12. Формирование весовых коэффициентов при осуществлении ВОЗДЕЙСТВИЙ третьим уровнем нейронной сети модели Layer3_RES

Как видно из результата, представленного на рисунке 11, ВОЗДЕЙСТВИЕ средств огневого поражения и средств радиоэлектронного подавления не могут в данных условиях оказывать влияние на выполнение своих функций РЭС. Ввиду этого при использовании соревновательной нейронной сети (Competitive Neural Network) могут быть оценены ДЕЙСТВИЯ по распределению своих РЭС в условиях ДЕЙСТВИЙ средств огневого поражения и средств радиоэлектронного подавления и их ВОЗДЕЙСТВИЯ на конечную ЦЕЛЬ по передаче и получению боевых сигналов управления войсками в условиях противодействия противника (ЦЕЛЬ достижения противником по ВОЗДЕЙСТВИЮ и нарушению передачи и получения боевых сигналов управления войсками).

В этом случае модель генерирует следующий результат (рисунок 13).

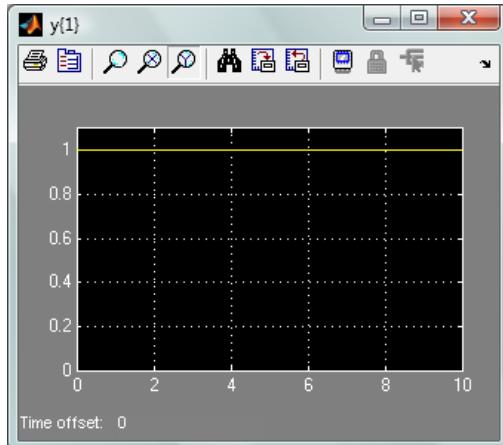


Рис. 13. Результаты осуществления ВОЗДЕЙСТВИЙ (ИСТИНА=1) третьим уровнем нейронной сети модели Layer3_RES

При получении недостаточности исходных данных или данных о радиоэлектронной обстановке модель формирует максимальную энтропию в виде значения параметра 0,5 (рисунок 14). В этом случае есть необходимость в обучении поведения сети с использованием функции train.

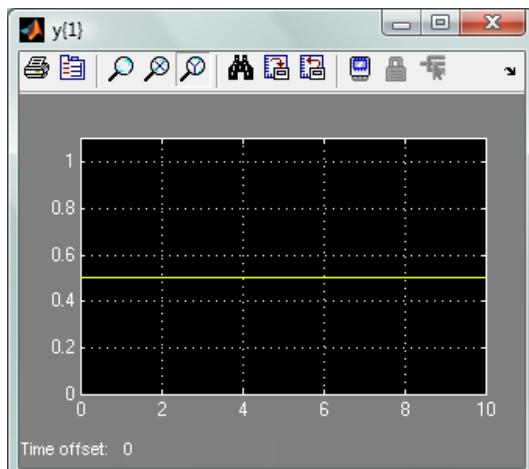


Рис. 14. Результаты осуществления ВОЗДЕЙСТВИЙ (0.5) третьим уровнем нейронной сети модели Layer3_RES характеризующееся необходимостью ввода дополнительных параметров сети, либо проведение процесса её обучения

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, результатом данных исследований является разработанное специальное математическое обеспечение методов системного анализа запланированного частотно-территориального распределения РЭС в условиях противодействия противника с использованием математического аппарата нейронных сетей, позволяющего моделировать динамику РЭО в условиях моделирования ДЕЙСТВИЙ по огневому поражению и радиоэлектронному подавлению.

Гибкость данного математического аппарата достигается быстрой адаптацией предложенной модели под различное количество учитываемых параметров (как по противнику, так и по своим РЭС, а также их взаимодействию друг с другом). Кроме того, данная модель способна самообучаться для нестандартных условий взаимодействия, а также оценивать саму себя на недостаточность исходных данных при принятии решения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Прогнозируемые вызовы и угрозы национальной безопасности Российской Федерации и направления их нейтрализации / Яньшин С.Н. и др. / Под общей ред. А.С. Коржевского. М.: Изд-во РГГУ, ВАГШ ВС РФ, 2021. - 562 с.
2. Современные тенденции международных отношений и их влияние на национальную безопасность Российской Федерации в XXI веке / Яньшин С.Н. и др. / Под общей ред. В.Б. Зарудницкого. М.: Изд-во РГГУ, ВАГШ ВС РФ, 2024. – 648 с.
3. Управление использованием радиочастотного спектра. Вопросы методологии: монография / Под ред. С.Н. Яньшина. Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2017. - 324 с.
4. Яньшин С.Н. Методическое обеспечение поддержки принятия решений по частотному планированию в условиях локальных военных конфликтов // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции: в 6 т. – Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2022. Т.5, С.348-355.

REFERENCES

1. Predicted calls and threats of national safety of the Russian Federation and direction of their neutralisation / Under A.S.Korzhevsky's edition. Moscow: RSHU, 2021. – 562 p.
2. Modern lines of the international relations and their influence on national safety of the Russian Federation in the XXI-st century / Under V.B.Zarudnitsky's edition. Moscow: RSHU, 2024. – 648 p.
3. Management of use of a radio-frequency range. Methodology questions: the monograph / Under S.N. Yanshin's edition. Voronezh: VUNC VVS «VVА», 2017. – 324 p.
4. Yanshin S.N. Methodical ensuring support of decision-making on frequency planning in the conditions of the local military conflicts. Voronezh: RLNC, 2022. – P.348-355.

АЛГОРИТМЫ ОБЪЕДИНЕНИЯ ЗАСЕЧЕК В УГЛОМЕРНОЙ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОСИСТЕМЕ

Э. А. Кирсанов, Р. В. Алексеев

ВУНЦ ВВС « ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж,
Россия

Аннотация. Рассматриваются возможные подходы к объединению точек пересечения линий положения в угломерной многопозиционной радиосистеме (среднее арифметическое, медиана засечек, центр тяжести многоугольника засечек, метод объединения независимых засечек). Показано преимущество алгоритма оценивания координат источника радиоизлучения угломерной многопозиционной радиосистемой, реализующего метод объединения независимых засечек, по площади рабочей зоны.

Ключевые слова: многопозиционная радиосистема, объединение засечек, оценивание координат, рабочая зона, точность оценивания.

ALGORITHMS FOR COMBINING NOTCHES IN A GONIMETER MULTI-POSITION RADIO SYSTEM

E. A. Kirsanov, R. V. Alekseev

MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia

Abstract. Possible approaches to combining the intersection points of position lines in a multi-position radio angle measuring system (arithmetic mean, median of intersections, center of gravity of intersection polygon, method of combining independent intersections) are considered. The advantage of the algorithm for estimating the coordinates of a radio emission source by a multi-position radio angle measuring system, implementing the method of combining independent intersections, by the area of the working zone is shown.

Keywords: multi-position radio system, merging of intersections, coordinate estimation, working area, estimation accuracy.

1. ВВЕДЕНИЕ

В системах радиомониторинга, как правило, отсутствует априорная информация о местоположении источника радиоизлучения (ИРИ). Поэтому оценивание координат ИРИ в решающих задачах радиомониторинга многопозиционных радиосистемах (МПС) осуществляется на основе метода максимального правдоподобия, не требующего знания априорной плотности распределения вектора координат ИРИ. При этом для вычисления координат ИРИ на плоскости необходимы как минимум две линии положения, а точка их пересечения (засечка) является оценкой максимального правдоподобия (ОМП) координат ИРИ. Для повышения точности местоопределения используют избыточное количество линий положения, но в этом случае ОМП не может быть получена аналитически, а оценку координат ИРИ чаще всего вычисляют на основе объединения засечек, соответствующих точкам пересечения каждой пары линий положения.

Цель работы – сравнительный анализ возможных вариантов построения алгоритмов объединения засечек в угломерных МПС и выбор обеспечивающего максимальную точность местоопределения алгоритма.

2. ПОСТАНОВКА И РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

Задача местоопределения представляет собой задачу оценивания вектора координат ИРИ $\mathbf{X} = (x, y)^T$ по измеренным значениям вектора параметров положения $\Theta = (\theta_1, \dots, \theta_n)^T$, связанных нелинейной зависимостью $\Theta = \mathbf{h}(\mathbf{X})^T$.

Как правило, полагают, что оценки параметров положения являются несмещеными нормально распределенными величинами. При простой функции потерь и отсутствии априорной плотности распределения вектора координат ИРИ оценка вектора координат ИРИ $\mathbf{X}_o = (x_o, y_o)^T$ вычисляется на основе критерия максимума правдоподобия [1]

$$\mathbf{X}_o = \arg \max_{\mathbf{X}} f(\Theta / \mathbf{X}) = \arg \min_{\mathbf{X}} [\Theta - \mathbf{h}(\mathbf{X})]^T \mathbf{K}_{\Theta}^{-1} [\Theta - \mathbf{h}(\mathbf{X})], \quad (1)$$

где $f(\Theta / \mathbf{X}) = \frac{1}{(2\pi)^{n/2} |\mathbf{K}_{\Theta}|^{1/2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} [\Theta - \mathbf{h}(\mathbf{X})]^T \mathbf{K}_{\Theta}^{-1} [\Theta - \mathbf{h}(\mathbf{X})] \right\}$ - функция

правдоподобия, \mathbf{K}_{Θ} - ковариационная матрица оценивания вектора параметров положения. Для угломерной $\mathbf{K}_{\Theta} = \sigma_{\theta}^2 I$, где σ_{θ} - средняя квадратичная ошибка (СКО) измерения пеленга, выраженная в радианах, I - единичная матрица размером $n \times n$.

Как следует из (1), при $n = 2$ ОМП вектора координат ИРИ определяется как точка пересечения двух линий положения.

Так, при реализации угломерного метода, местоположение ИРИ определяется из решения системы уравнений (рис. 1)

$$\begin{cases} \theta_1 = \arctg \left(\frac{x - x_{n1}}{y - y_{n1}} \right) \\ \theta_2 = \arctg \left(\frac{x - x_{n2}}{y - y_{n2}} \right) \end{cases}. \quad (2)$$

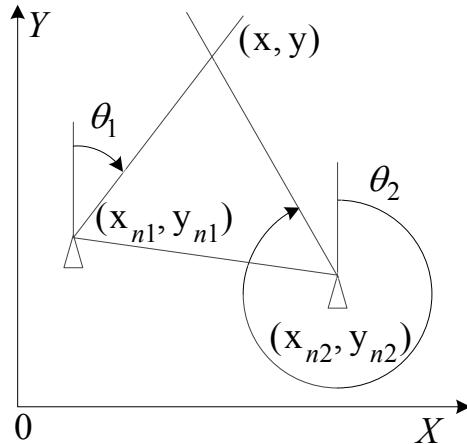


Рис. 1. Определение координат ИРИ по двум значениям пеленгов

Взяв тангенс от левой и правой частей уравнений системы (2) и представив тангенс в виде отношения синуса к косинусу, получим

$$\begin{cases} \tan \theta_1 = \frac{\sin \theta_1}{\cos \theta_1} = \frac{x - x_{n1}}{y - y_{n1}} \\ \tan \theta_2 = \frac{\sin \theta_2}{\cos \theta_2} = \frac{x - x_{n2}}{y - y_{n2}} \end{cases}. \quad (3)$$

Выполнив перемножение и перегруппировку слагаемых получим новую систему уравнений

$$\begin{cases} A_1x + B_1y + C_1 = 0 \\ A_2x + B_2y + C_2 = 0 \end{cases}, \quad (4)$$

где $A_i = \cos \theta_i$, $B_i = -\sin \theta_i$, $C_i = y_{ni} \sin \theta_i - x_{ni} \cos \theta_i$, $i = \overline{1, 2}$.

Решая систему уравнений (4) известными методами (сложения или подстановки) получим выражение для точки пересечения двух линий пеленгов

$$\begin{cases} x = (B_1C_2 - B_2C_1) / (A_1B_2 - A_2B_1) \\ y = (C_1A_2 - C_2A_1) / (A_1B_2 - A_2B_1) \end{cases}. \quad (5)$$

В каждой вычисляемой на основе (5) точке засечки $\mathbf{X} = (x, y)^T$ можно рассчитать элементы матрицы точности оценок координат ИРИ $\mathbf{C} = \begin{bmatrix} A & -B \\ -B & C \end{bmatrix}$ согласно приведенных в [2] выражений

$$A = \sum_{i=1}^2 \frac{(y - y_{ni})^2}{\sigma_\theta^2 R^4(\mathbf{X}, \mathbf{X}_{ni})}, \quad B = \sum_{i=1}^2 \frac{(x - x_{ni})(y - y_{ni})}{\sigma_\theta^2 R^4(\mathbf{X}, \mathbf{X}_{ni})}, \quad C = \sum_{i=1}^2 \frac{(x - x_{ni})^2}{\sigma_\theta^2 R^4(\mathbf{X}, \mathbf{X}_{ni})}, \quad (6)$$

где $R(\mathbf{X}, \mathbf{X}_{ni}) = \sqrt{(x - x_{ni})^2 + (y - y_{ni})^2}$ – расстояние между ИРИ и i -м пеленгатором, $\mathbf{X}_{ni} = (x_{ni}, y_{ni})^T$ – координаты i -го пеленгатора, $i = \overline{1, 2}$.

При количестве линий положения $n > 2$ образуется многоугольник засечек (рис. 2).

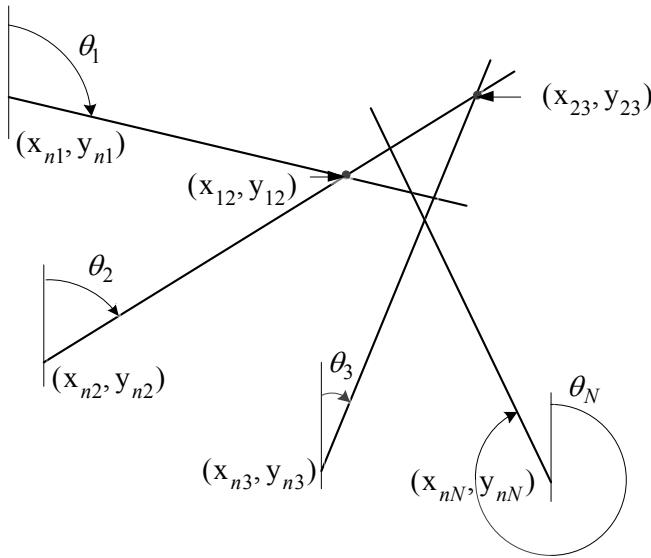


Рис. 2. Многоугольник засечек

В этом случае можно на основе выражения (5) вычислить координаты всевозможных точек пересечения линий положения (засечек) $\mathbf{x}_{ij} = (x_{ij}, y_{ij})^T$, $i = \overline{1, N-1}$, $j = \overline{i+1, N}$. Общее количество таких засечек в N -позиционной угломерной МРС будет $(N-1)N/2$. Простейшей оценкой координат ИРИ является среднее арифметическое засечек (СА3) [3]

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{CA3} = \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N \mathbf{x}_{ij} / ((N-1)N/2) \\ \mathbf{y}_{CA3} = \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N y_{ij} / ((N-1)N/2) \end{cases}. \quad (7)$$

В качестве оценки координат ИРИ также можно использовать медиану засечек (МЗ) [3]

$$\begin{cases} x_{M3} = \underset{i=1, j=i+1}{\overset{N-1, N}{med}}(x_{ij}) \\ y_{M3} = \underset{i=1, j=i+1}{\overset{N-1, N}{med}}(y_{ij}) \end{cases}. \quad (8)$$

При вычислении медианы x_{ij} и y_{ij} строятся их вариационные ряды \tilde{x}_{ij} и \tilde{y}_{ij} , тот есть упорядоченные по возрастанию последовательности данных. Если количество засечек нечетное, то в качестве медианы берутся средние члены вариационных рядов \tilde{x}_{ij} и \tilde{y}_{ij} . При честном количестве засечек в качестве медианы выступают средние арифметические двух средних членов вариационных рядов \tilde{x}_{ij} и \tilde{y}_{ij} .

Алгоритмы объединения засечек на основе вычисления их среднего арифметического или медианы являются эвристическими, поэтому они обладают низкой точностью.

Можно показать [4-6], что при замене невязок в выражении (1) их синусом

$$\theta_i - h_i(\mathbf{x}) \approx \sin(\theta_i - h_i(\mathbf{x})). \quad (9)$$

ОМП координат ИРИ может быть вычислена аналитически. В этом случае оценкой координат ИРИ является центр тяжести многоугольника засечек (ЦТМЗ)

$$\begin{cases} x_{CTM3} = \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N x_{ij} m_{ij} / \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N m_{ij}, \\ y_{CTM3} = \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N y_{ij} m_{ij} / \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N m_{ij}, \end{cases} \quad (10)$$

где $m_{ij} = \frac{\sin^2(\theta_j - \theta_i)}{E_i^2 E_j^2}$ - вес засечки, образованной в результате пересечения i -ой и j -ой линий положения, $E_i = \sigma_\theta \sqrt{(x_{ij} - x_{ni})^2 + (y_{ij} - y_{ni})^2}$ и $E_j = \sigma_\theta \sqrt{(x_{ij} - x_{nj})^2 + (y_{ij} - y_{nj})^2}$ - ошибки определения i -ой и j -ой линий положения.

Оценку координат ИРИ также можно вычислить методом объединения независимых засечек (МОНЗ) [7]

$$\mathbf{X}_{MONZ} = \left(\sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N \mathbf{C}_{ij} \right)^{-1} \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N \mathbf{C}_{ij} \mathbf{X}_{ij}, \quad (11)$$

где $\mathbf{x}_{ij} = (x_{ij}, y_{ij})^T$ - засечка i -ой и j -ой линий положения, вычисляемая на основе выражения (4), \mathbf{C}_{ij} - ее матрица точности с элементами, вычисляемыми на основе выражений (6), $i = \overline{1, N-1}$, $j = \overline{i+1, N}$. Аналогичная оценка использовалась в [8] для объединения засечек двух пар пеленгаторов.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для оценивания эффективности рассмотренных алгоритма осуществлялось статистическое моделирование результатов работы угломерной МРС с базой 20 км при различном количестве позиций, размещенных на прямой линии. На рис. 3 – 7 для трехпозиционной МРС при значении $\sigma_\theta = 2$ градуса приведены соответственно теоретическая рабочая зона и выборочные (число испытаний в фиксированной точке - 1000) рабочие зоны, соответствующие оценкам координат ИРИ как среднего арифметического засечек, как медианы засечек, методом центра тяжести многоугольника засечек и методом объединения независимых засечек, в пределах которых допустимое значение средней квадратичной ошибки места не превышает 1 км. На рис. 8 – 10 приведены зависимости площади рабочей зоны от ошибки измерения пеленга угломерной МРС с количеством позиций соответственно 3, 4 и 5.

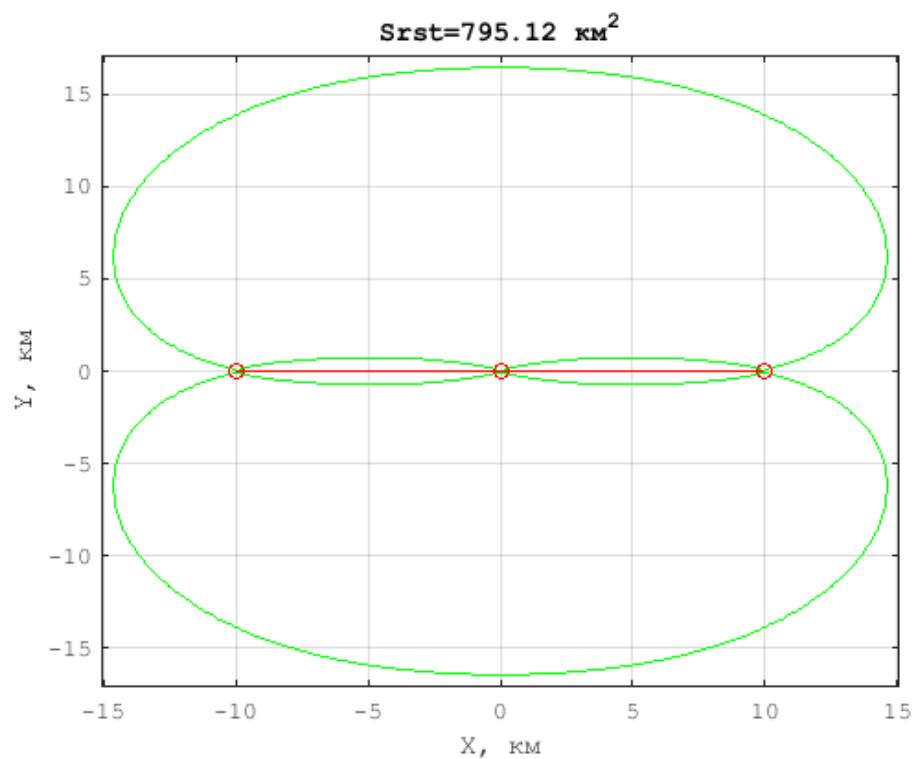


Рис. 3. Потенциальная рабочая зона трехпозиционной угломерной МРС

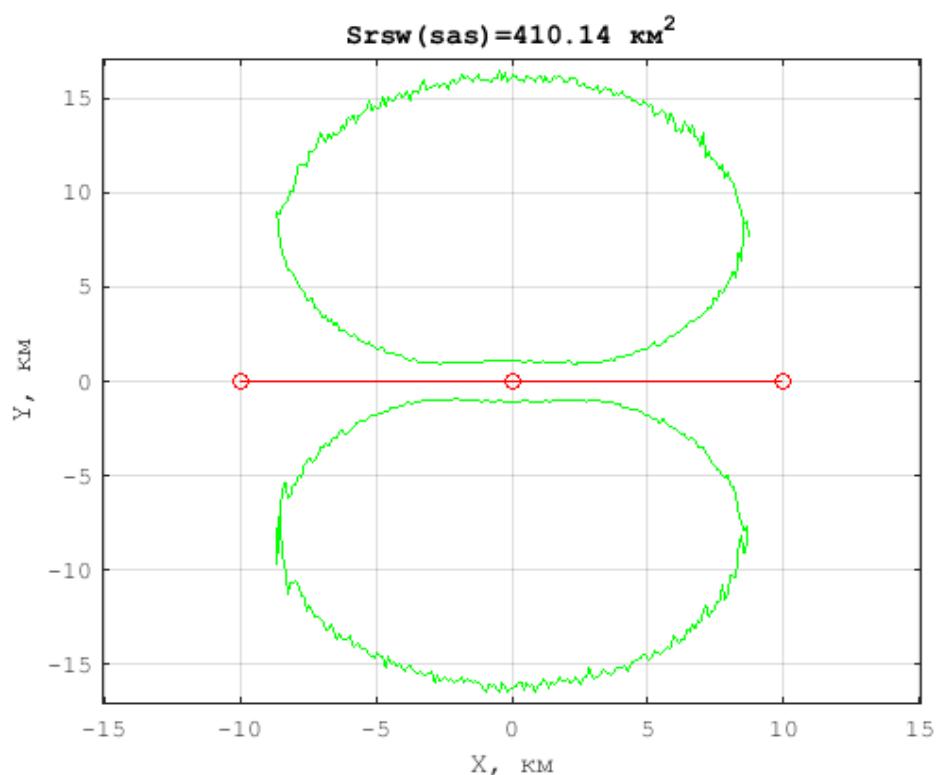


Рис. 4. Рабочая зона трехпозиционной угломерной МРС, соответствующая оценке координат как среднего арифметического засечек

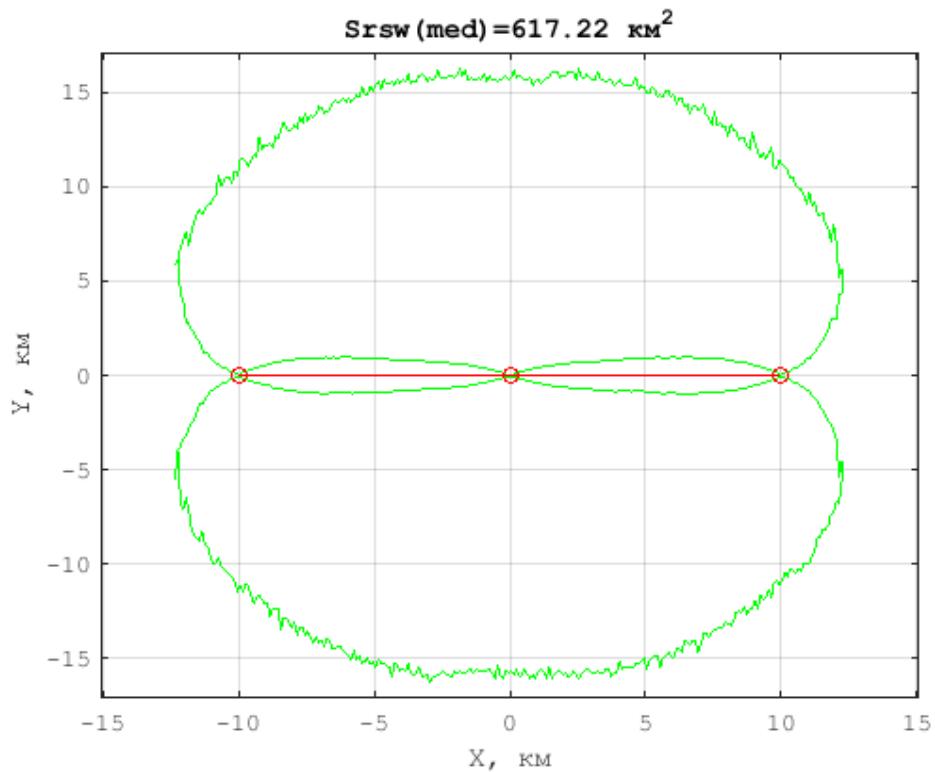


Рис. 5. Рабочая зона трехпозиционной угломерной MPC, соответствующая оценке координат как медианы засечек

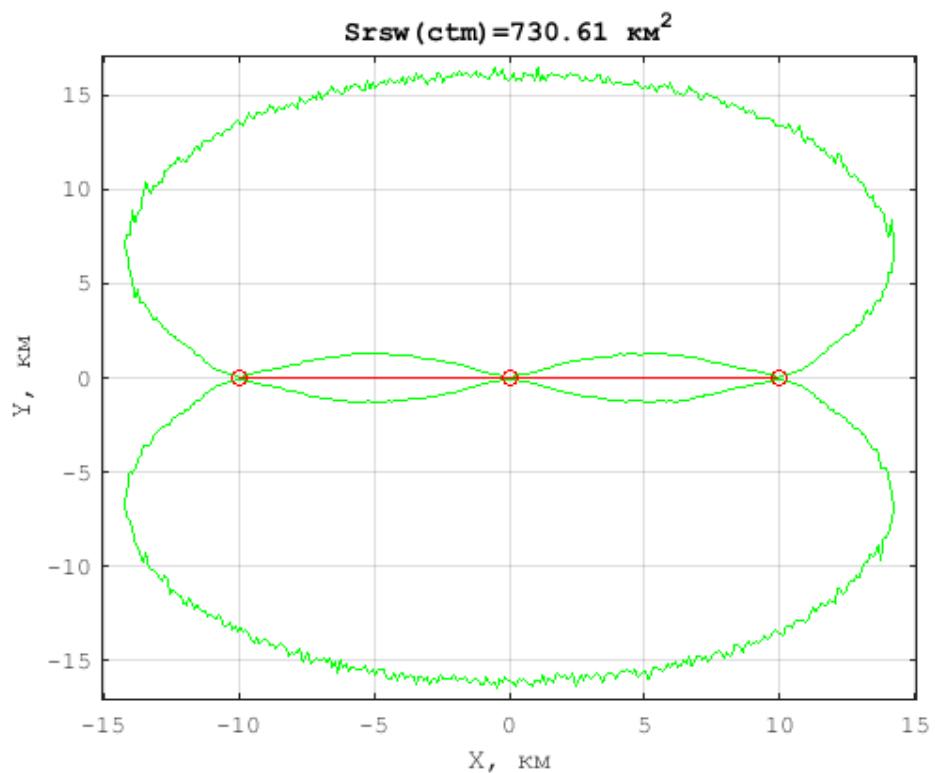


Рис. 6. Рабочая зона трехпозиционной угломерной MPC, соответствующая оценке координат методом центра тяжести многоугольника засечек

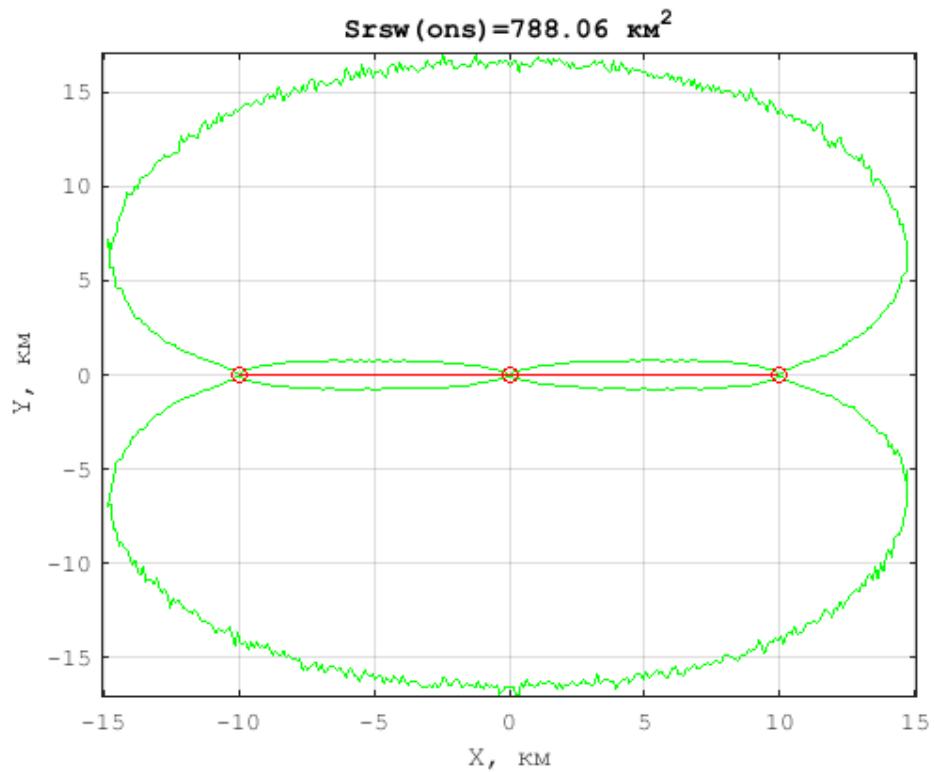


Рис. 7. Рабочая зона трехпозиционной угломерной MPC, соответствующая оценке координат методом объединения независимых засечек

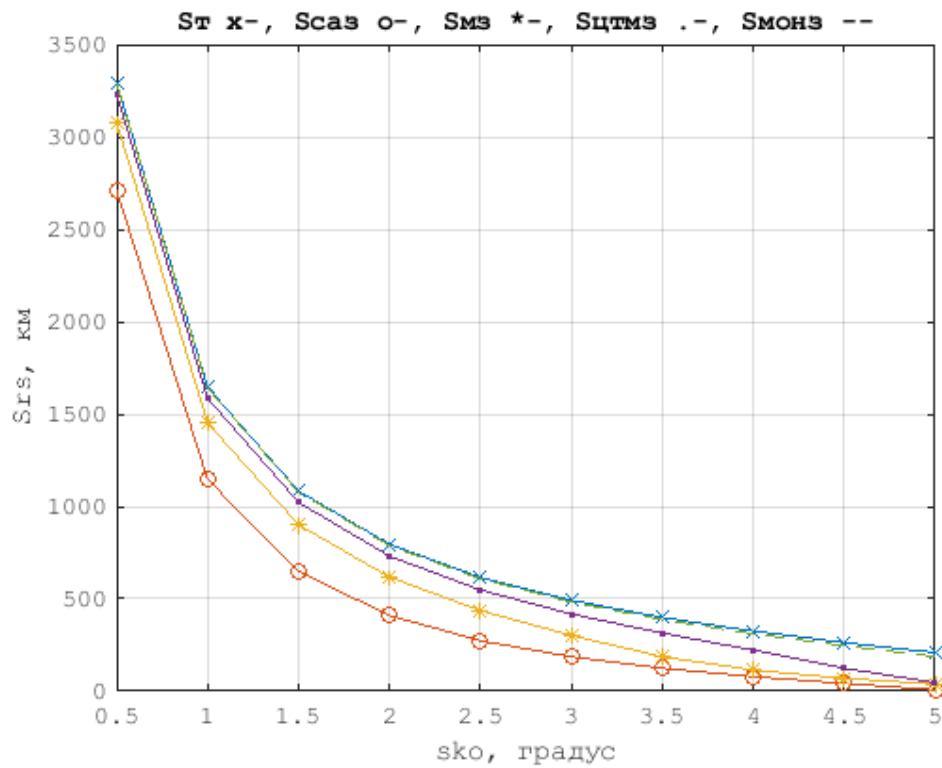


Рис. 8. Зависимости площади рабочей зоны от ошибки измерения пеленга угломерной MPC с количеством позиций N=3

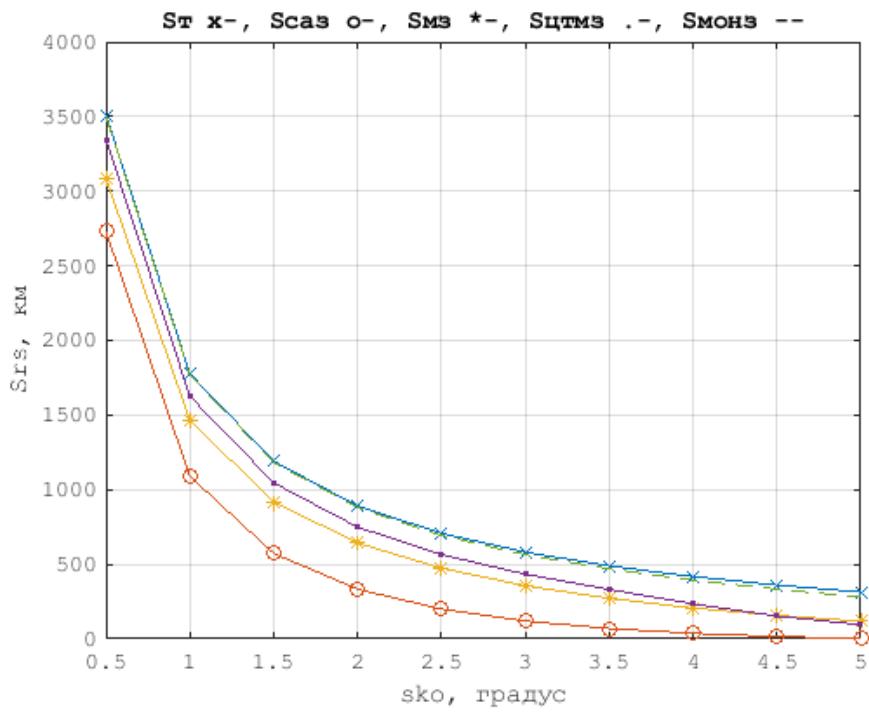


Рис. 9. Зависимости площади рабочей зоны от ошибки измерения пеленга угломерной МРС с количеством позиций N=4

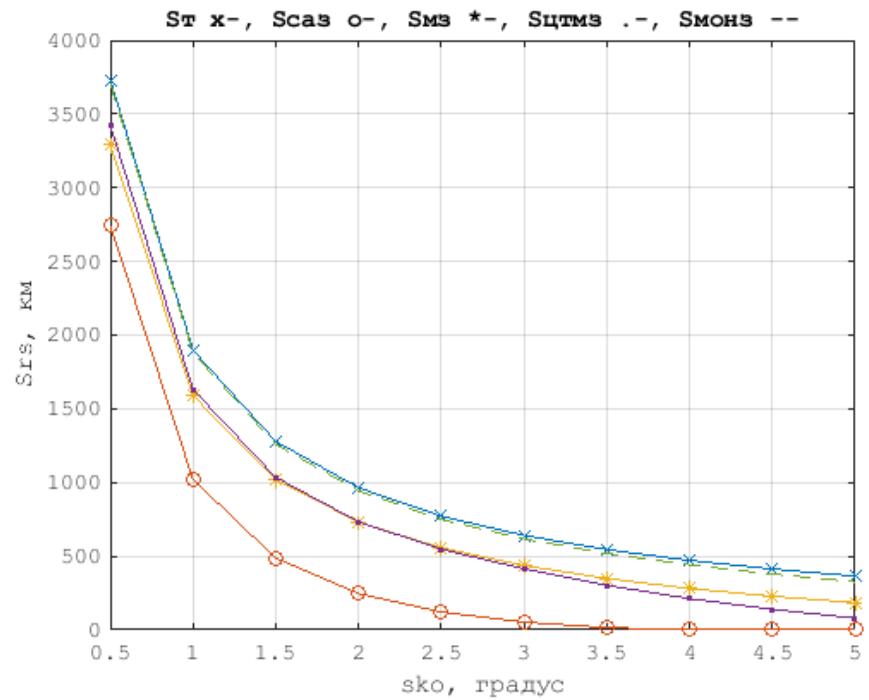


Рис. 10. Зависимости площади рабочей зоны от ошибки измерения пеленга угломерной МРС с количеством позиций N=5

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализ полученных результатов свидетельствует о том, что наибольшую площадь рабочей зоны, наиболее близкую к теоретической (потенциальной), обеспечивает метод объединения независимых засечек. Так, для трехпозиционной угломерной МРС, по

сравнению с указанным методом, оценкам среднего арифметического, медианы засечек и методу центра тяжести многоугольника засечек соответствуют на 48 %, 22 % и 7% меньшие площади рабочей зоны. При изменении значений ошибки пеленгования и количества пеленгаторов преимущество метода объединения независимых засечек перед остальными сохраняется.

ЛИТЕРАТУРА

1. Виноградов А.Д., Дмитриев И.С. Статистический подход к задаче местоопределения источников радиоизлучения угломерным методом // Антенны, 2014, № 5. С. 20 – 41.
2. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
3. Кирсанов Э.А., Сирота А.А. Обработка информации в пространственно-распределенных системах радиомониторинга: статистический и нейросетевой подходы. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2012. 344 с.
4. Stansfield R.G. Statistical theory of DF fixing // J. IEE, 1947, v. 94, № 15. P. 762-770.
5. Кукас И.С., Старик М.Е. Основы радиопеленгации. М.: Сов.радио, 1964. 640 с.
6. Пономарев Г.А., Пономарева В.Н., Якубов В.П. Статистические методы в радиофизике. Томск: Изд-во Томского университета, 1989. 235 с.
7. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации. М.: Радио и связь, 1992. 304 с.
8. Дмитриев И.С., Артемов М.Л., Гинцбург Б.А., Недосекина Е.А. Пространственное разрешение объектов в системах пассивной локации // Сборник трудов IV Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». Т. 2. Воронеж, 1998. С. 987-996.

REFERENCES

1. Vinogradov A.D., Dmitriev I.S. Statistical approach to the problem of determining the location of radio emission sources using the goniometric method // Antennas, 2014, No. 5. pp. 20 – 41.
2. Shirman Ya.D., Manzhos V.N. Theory and technology of processing radar information against the background of interference. Moscow: Radio and Communications, 1981. 416 p.
3. Kirsanov E.A., Sirota A.A. Information processing in spatially distributed radio monitoring systems: statistical and neural network approaches. – M.: FIZMATLIT. 2012. – 344 p.
4. Stansfield R.G. Statistical theory of DF fixing // J. IEE, 1947, v. 94, No. 15. pp. 762-770.
5. Kukes I.S., Starik M.E. Fundamentals of Radio Direction Finding. Moscow: Sov.radio, 1964. 640 p.
6. Ponomarev G.A., Ponomareva V.N., Yakubov V.P. Statistical Methods in Radiophysics. Tomsk: Tomsk University Publishing House, 1989. 235 p
7. Sosulin Yu.G. Theoretical Foundations of Radar and Radio Navigation. Moscow: Radio and Communications, 1992. 304 p.
8. Dmitriev I.S., Artemov M.L., Ginzburg B.A., Nedosekina E.A. Spatial Resolution of Objects in Passive Location Systems // Collection of Works of the IV International Scientific and Technical Conference "Radar, Navigation, Communications". T. 2. Voronezh, 1998. P. 987-996.

МОДЕЛИ ОЦЕНКИ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ НАБЛЮДЕНИЯ В ХОДЕ ТРАЕКТОРНОГО КОНТРОЛЯ БЕСПИЛОТНЫМИ ИЗМЕРИТЕЛЯМИ

A. A. Васильченко

Филиал Военной академии РВСН им. Петра Великого, Серпухов, Российская Федерация

Аннотация. В статье представлены математические модели оценки местоположения ОН по результатам траекторного контроля, получаемых оптическими измерителями распределенных в пространстве беспилотных управляемых измерительных систем на базе камер с двухосным и трехосным карданным подвесом.

Ключевые слова: инструментальная погрешность, оптическая измерительная система, траекторный контроль, метод наименьших квадратов, трехосный карданный подвес.

MODELS OF AN ESTIMATION OF A SITE OF OBJECTS OF SUPERVISION IN A COURSE ТРАЕКТОРНОГО CONTROL BY PILOTLESS MEASURING INSTRUMENTS

A. A. Vasilchenko

Branch of Military academy of Rocket Strategic forces of a name Peter the Great, Serpuhov,
Russian Federation

Abstract. In article mathematical models of an estimation of a site of objects of supervision by results trajectory the control, the distributed pilotless operated measuring systems received by optical measuring instruments in space on the basis of chambers with double and threefold to platform are presented.

Keywords: tool error, optical measuring system, trajectory the control, a method of the least squares, double and threefold to platform.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время особую актуальность приобретает возможность широкого применения беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) различного типа в целях наблюдения за подвижными объектами (объектами наблюдения (ОН) и их последующего их непрерывного сопровождения. Существенными достоинствами применения именно БПЛА для подобных решения задач является следующие:

- возможность их объединения в различные группы (рои, формации) и последующего эффективного как централизованного, так и децентрализованного управления;
- адаптацией структуры группы БПЛА-наблюдателей под траекторию движения ОН;
- современный уровень элементной базы процессорного, радиоэлектронного и оптического оборудования позволяет построение малогабаритных измерительных систем и размещение его на борту БПЛА;
- в возможности комплексного позиционирования БПЛА в ходе выполнения полетного задания (по сигналам космических навигационных систем, по визуальным каналам, по инерциальным навигационным системам);
- в возможности выполнения маневров с перегрузками, превышающими физические возможности человека.

Обеспечение высоких показателей точности траекторного контроля и их непрерывности в ходе выполнения БПЛА наблюдения за объектами возможно за счет повсеместного внедрения в структуру их измерительных систем алгоритмов цифровой оптимальной статистической обработки сигналов, а также комплексирования результатов измерений, полученных различными по физическим принципам функционирования, а именно:

- радиотехнических измерителей (радиолокационных, радионавигационных);
- оптико-электронных (является наиболее широко применяемым);
- инфракрасных;
- оптических квантовых измерителей дальности (лидаров).

Использование перечисленных видов измерительного оборудования, позволяет возможным оценку местоположения ОН (угломерным, дальномерным, угломерно-дальномерным методами) на базе метода наименьших квадратов.

2. МОДЕЛИ ОЦЕНКИ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ НАБЛЮДЕНИЯ В ХОДЕ ТРАЕКТОРНОГО КОНТРОЛЯ

Математическая модель траекторного измерения ОН в i -ый момент времени наблюдения, полученного оптическим оборудованием на базе системы видео сопровождения с двухосным карданным подвесом измерительного БПЛА (ИБПЛА) может быть представлена выражением:

$$g_{oh}(t_i) = \left(g_{u_k}(t_i) + n_{u_k}(t_i) \right) + F_1 \left(\mu_{u_k}(t_i) + \beta_{u_k}(t_i) + n_{\beta_k}(t_i) \right) F_2 \left(\psi_{u_k}(t_i) + \alpha_{u_k}(t_i) + n_{\alpha_k}(t_i) \right) \cdot \\ \cdot G_1 \left(\theta_{u_k}(t_i) + v_{l_k} \right) G_4 \left(v_{4_k} \right) G_2 \left(v_{2_k} \right) G_3 \left(v_{3_k} \right) r' \quad (1)$$

где

$g_{u_k}(t_i) = \begin{bmatrix} g_{u_k}(t_{i-1})^T, V_{u_k}^T, a_{u_k}^T \end{bmatrix}$ - вектор координат местоположения k -го ИБПЛА ($k = \overline{1, K}$)

в i -ый момент времени наблюдения $T_i = \begin{bmatrix} 1, t_i, t_i^2 \end{bmatrix}^T$;

$g_{oh}(t_i) = \begin{bmatrix} x_{oh}(t_i), y_{oh}(t_i), z_{oh}(t_i) \end{bmatrix}$ - вектор координат местоположения ОН в i -ый момент времени наблюдения;

K – количество ИБПЛА в траекторной системе наблюдения;

$V_{u_k i} = \begin{bmatrix} V_{u_X k i}, V_{u_Y k i}, V_{u_Z k i} \end{bmatrix}$ - вектор проекций скоростей местоположения k -го ИБПЛА;

$a_{u_k i} = \begin{bmatrix} a_{u_X k i}, a_{u_Y k i}, a_{u_Z k i} \end{bmatrix}$ - вектор проекций скоростей местоположения k -го ИБПЛА;

$n_{u_k i}(t_i) = \begin{bmatrix} n_{u_X k i}(t_i), n_{u_Y k i}(t_i), n_{u_Z k i}(t_i) \end{bmatrix}$ - вектор погрешностей оценок местоположения k -го ИБПЛА, распределенных по нормальному закону распределения:

$$M[n_{u_X k i}(t_i)] = M[n_{u_Y k i}(t_i)] = M[n_{u_Z k i}(t_i)] = 0 \\ \sigma_{n_{u_k}}^2 = \text{tr} \left(\text{diag} \left[\sigma_{n_{u_X k}}^2, \sigma_{n_{u_Y k}}^2, \sigma_{n_{u_Z k}}^2 \right] \right)$$

$r' = \begin{bmatrix} 0, r_{u_k i}, 0 \end{bmatrix}^T$ - расстояние от оптического центра камеры ИБПЛА до объекта наблюдения;

$\mu_{u_k}(t_i)$ - курсовой угол k -го ИБПЛА;

$\psi_{u_k}(t_i)$ - угол тангажа k -го ИБПЛА (измеряется в градусах в пределах от 0^0 до $\pm 90^0$);

$\vartheta_{u_k}(t_i)$ - угол крена k -го ИБПЛА (измеряется в градусах в пределах от 0^0 до $\pm 90^0$);

$\alpha_{u_k}(t_i)$ - азимут визирной оси оптического прибора k -го ИБПЛА;

$\beta_{u_k}(t_i)$ - угол места визирной оси оптического прибора k -го ИБПЛА;

и используемые операторы поворота:

$$F_1(\beta) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\beta) & \sin(\beta) \\ 0 & -\sin(\beta) & \cos(\beta) \end{bmatrix} \quad F_2(\alpha) = \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & 0 & \sin(\alpha) \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin(\alpha) & 0 & \cos(\alpha) \end{bmatrix}$$

$n_{\lambda_k i}(t_i) = [n_{\alpha_k}(t_i), n_{\beta_k}(t_i)]$ - вектор погрешностей измерений угловых координат объекта наблюдения k -ым ИБПЛА, распределенных по нормальному закону распределения:

$$M[n_{\alpha_k}(t_i)] = M[n_{\beta_k}(t_i)] = 0$$

$$N_{u_k} = \begin{bmatrix} \sigma_{\alpha_{u_k}}^2 & 0 \\ 0 & \sigma_{\beta_{u_k}}^2 \end{bmatrix}$$

- ковариационная матрица погрешностей первичных измерений.

V_{1_k} - погрешность неточности горизонтирования оптического прибора k -го ИБПЛА;

V_{2_k} - погрешность неточности юстировки оптического прибора k -го ИБПЛА;

V_{3_k} - погрешность неперпендикулярности осей оптического прибора k -го ИБПЛА;

V_{4_k} - коллимационная погрешность оптического прибора k -го ИБПЛА;

и используемые операторы поворота:

$$G_1(v_{1_k}) = \begin{bmatrix} \cos(v_{1_k}) & \sin(v_{1_k}) & 0 \\ -\sin(v_{1_k}) & \cos(v_{1_k}) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad G_2(v_{2_k}) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(v_{2_k}) & \sin(v_{2_k}) \\ 0 & -\sin(v_{2_k}) & \cos(v_{2_k}) \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$G_3(v_{1_k}) = \begin{bmatrix} \cos(v_{3_k}) & \sin(v_{3_k}) & 0 \\ -\sin(v_{3_k}) & \cos(v_{3_k}) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad G_4(v_{4_k}) = \begin{bmatrix} \cos(v_{4_k}) & 0 & \sin(v_{4_k}) \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin(v_{2_k}) & 0 & \cos(v_{2_k}) \end{bmatrix} \quad (3)$$

$\beta_{u_k}(t_i)$ - угол места визирной оси оптического прибора k -го ИБПЛА;

Вращательное движение ИБПЛА, вызванной дрейфом его движения, вибрацией или маневрами, изменяет угловые координаты ОН относительно оптической оси с большими скоростями и ускорениями. Влияние подобных возмущений на двухосный кардан приводит к вращению камеры вокруг оптической оси и вращению изображения фоновой обстановки в последовательности обрабатываемых видео кадров, что

существенно затрудняет обнаружение и определение координат с применением алгоритмов, на выполнение которых затрачивается значительные временные ресурсы. Это приводит к запаздыванию выдачи координат ОН и отрицательно сказывается на точность и непрерывность их сопровождения. Указанный недостаток может быть компенсирован использованием в составе оптического оборудования трехосного карданного подвеса. Модель траекторного измерения в этом случае описывается выражением:

$$g_{oh}(t_i) = \left(g_{u_k}(t_i) + n_{u_k}(t_i) \right) + F_1 \left(\mu_{u_k}(t_i) + \beta_{u_k}(t_i) + n_{\beta_k}(t_i) \right) F_2 \left(\psi_{u_k}(t_i) + \alpha_{u_k}(t_i) + n_{\alpha_k}(t_i) \right) \cdot G_1 \left(\vartheta_{u_k}(t_i) + \eta_{u_k}(t_i) + v_{l_k} \right) G_4 \left(v_{4_k} \right) G_2 \left(v_{2_k} \right) G_3 \left(v_{3_k} \right) r' \quad (4)$$

$\eta_{u_k}(t_i)$ - угол описываемый положение крена визирной оси оптического прибора k -го ИБПЛА.

Оценка местоположения ОН по результатам измерений его угловых координат относительно K ИБПЛА может быть выполнена по методу наименьших квадратов [1]:

$$g_{oh} = \left[(\Phi_{\Sigma} E_{\Sigma})^T N^{-1} (\Phi_{\Sigma} E_{\Sigma}) \right]^{-1} (\Phi_{\Sigma} E_{\Sigma})^T N^{-1} \Phi_{\Sigma} g_{\Sigma u} \quad (5)$$

где $\Phi_{\Sigma} = \begin{bmatrix} \Phi_{\Pi}^1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \Phi_{\Pi}^K \end{bmatrix}$ - обобщенная составная матрица;

$\Phi = F_1(\beta_k(t_i))F_2(\alpha_k(t_i))$ - матрица поворота на значения угловых координат ОН относительно k -го ИБПЛА;

$\Phi_{\Pi} = [F_{1i} \ F_{2i}]_{(2,3)}$ - матрица, проецирующая координаты объекта наблюдения в систему координат k -го ИБПЛА, выполняется путем вычеркивания первой строки из матрицы Φ ;

$G = [\alpha_k(t_i), \beta_k(t_i)]$ - вектор измерений угловых координат ОН относительно k -го ИБПЛА:

$$\alpha_k(t_i) = \psi_{u_k}(t_i) + \alpha_{u_k}(t_i), \beta_k(t_i) = \mu_{u_k}(t_i) + \beta_{u_k}(t_i) \quad (6)$$

E - единичная матрица с размерностью 3×3 , имеющая вид:

$$E_{\Sigma} = \begin{bmatrix} E \\ \dots \\ E \end{bmatrix} \quad (7)$$

$g_{\Sigma u}(t_i) = [g_{u_1}(t_i), g_{u_2}(t_i), \dots, g_{u_k}(t_i)]$ - составной вектор координат местоположения k -го ИБПЛА к общей системе координат в i -ый момент времени наблюдения;

$g_{u_1}(t_i) = [x_{u_1}(t_i), y_{u_1}(t_i), z_{u_1}(t_i)]$ - вектор координат местоположения k -го ИБПЛА к общей системе координат в i -ый момент времени наблюдения;

N - ковариационная матрица первичных измерений вида:

$$N = \begin{bmatrix} \sigma_{\alpha_{u_k}}^2 R_1^2 + \sigma_{n_{u_1}}^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{\beta_{u_k}}^2 R_1^2 + \sigma_{n_{u_1}}^2 & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_{\alpha_{u_k}}^2 R_k^2 + \sigma_{n_{u_k}}^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_{\beta_{u_k}}^2 R_k^2 + \sigma_{n_{u_k}}^2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

R_i – наклонная дальность между ОН и ИБПЛА, вычисляемая по выражению:

$$R_k = \sqrt{(x_{u_k}(t_i) - x_{oh}(t_i))^2 + (y_{u_k}(t_i) - y_{oh}(t_i))^2 + (z_{u_k}(t_i) - z_{oh}(t_i))^2} \quad (9)$$

При наличии дальномера в составе измерительного оборудования ИБПЛА оценка местоположения ОН по результатам измерений его угловых координат относительно K ИБПЛА и наклонной дальности до ОН может быть выполнена по выражению:

$$g_{oh} = \left[(\Phi_{\Sigma}^T E_{\Sigma})^T N'^{-1} (\Phi_{\Sigma}^T E_{\Sigma}) \right]^{-1} (\Phi_{\Sigma}^T E_{\Sigma})^T N^{-1} (\Phi_{\Sigma}^T g_{\Sigma u} + r'') \quad (10)$$

где $\Phi_{\Sigma} = \begin{bmatrix} \Phi^1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \Phi^K \end{bmatrix}$ - обобщенная составная матрица;

$\Phi = F_1(\beta_k(t_i))F_2(\alpha_k(t_i))$ - матрица поворота на значения угловых координат ОН относительно k -го ИБПЛА;

$r'' = [r'_1, \dots, r'_K]^T$ - составной вектор наклонных дальностей от k -го ИБПЛА до ОН в i -ый момент времени наблюдения;

N' - ковариационная матрица первичных измерений вида:

$$N' = \begin{bmatrix} \sigma_{\alpha_{u_1}}^2 R_1^2 + \sigma_{n_{u_1}}^2 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \sigma_{\beta_{u_1}}^2 R_1^2 + \sigma_{n_{u_1}}^2 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \sigma_{\alpha_{u_1}}^2 + \sigma_{n_{u_1}}^2 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \sigma_{\alpha_{u_k}}^2 R_k^2 + \sigma_{n_{u_k}}^2 & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \sigma_{\beta_{u_k}}^2 R_k^2 + \sigma_{n_{u_k}}^2 & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \sigma_{r_k}^2 + \sigma_{n_{u_k}}^2 & \dots \end{bmatrix} \quad (11)$$

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, полученные математические модели траекторного контроля ОН угломерным и угломерно-дальномерным методом с использование метода наименьших квадратов делают возможным оценивание местоположения ОН роевым распределенным системам ИБПЛА, учитывая внутренние параметры оптического и локационного оборудования, движения ИБПЛА относительно ОН, первичные погрешности измерений и погрешности местоположения самих измерителей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Булычев Ю.Г., Васильев В.В. Информационно-измерительное обеспечение натурных испытаний сложных технических комплексов. – М.: Машиностроение – Полет, 2016. – 440 с.
2. Визильтер Ю.В., Желтов С.Ю., Бондаренко А.В., Осоков М.В., Моржин А.В. Обработка и анализ изображений в задачах машинного зрения: Курс лекций и практических занятий. – М.: Физматкнига, 2010. – 672 с.
3. Алпатов Б.А., Бабаян П.В. Методы автоматического обнаружения и сопровождения объектов. Обработка изображений и управление. – М.: Радиотехника, 2008.- 176с.
4. Коновалов А.А. Основы траекторной обработки радиолокационной информации: в 2ч. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2014. Ч.2, 180 с.
5. Бар-Шалом Я. Траекторная обработка. Принципы, способы и алгоритмы: в 2 ч. / Я. Бар-Шалом, Х.-Р. Ли. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2011, 271 с.

REFERENCES

1. Bulychev Y. G., Vasiliev V. V. Information-measuring software field testing of complex technical systems. - Moscow: Mechanical Engineering-Flight, 2016. - 440 p.
2. Vizilter J.V., Zhelтов S.J., Bondarenko A.V., Ososkov M. V, Morzhin A.V. processing and the analysis of images in problems of machine sight: the Course of lectures and a practical training. - M: Physics the mathematical book, 2010. – 672 p.
3. Alpatov B. A, Babayan P.V. Metody of automatic detection and support of objects. Processing of images and management. - M: Radio engineering, 2008. 176 p.
4. Konovalov A.A. bas trajectory processings of the radar-tracking information. SPb.: Publishing house SpbgEtU "LETI", 2014. Part 2, 180 p.
5. The Bar-crazy I. Traektornaja processing. Principles, ways and algorithms. / J.Bar-Shalom, Whether the H.-river. - M: MGTU of AD Bauman, 2011, 271 p.

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ КОМПЛЕКСОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

A. A. Васильченко, В.С. Марюхненко, В.А. Горжий

Филиал Военной академии РВСН им. Петра Великого, Серпухов, Российская Федерация

Аннотация. В статье представлен взвешенный вероятностно-точностной подход к оцениванию эффективности применения измерительных комплексов определения параметров движения летательных аппаратов (ИК ОПД), как сложной технической системы по замкнутому контуру взаимодействия. Выделены основные свойства эффективности применения ИК ОПД и их частные показатели, представлены аналитические зависимости для оценки взвешенного вероятностно-точностного показателя эффективности применения ИК ОПД.

Ключевые слова: эффективность технической системы, точность оценки местоположения, взвешенный вероятностно-точностной показатель эффективности, траекторный контроль, определение параметров движения.

EFFICIENCY OF APPLICATION OF MEASURING COMPLEXES OF DEFINITION OF PARAMETRES OF MOVEMENT OF FLYING MACHINES

A. A. Vasilchenko, V.S. Maruhnenko, V.A. Gorjiy

Branch of Military academy of Rocket Strategic forces of a name Peter the Great, Serpuhov, Russian Federation

Abstract. In article the approach weighed likelihood-accuracy to estimation of efficiency of application of measuring complexes of definition of parametres of movement of flying machines, as difficult technical system on the closed contour of interaction is presented. The basic properties of efficiency of application of IK ОПД and their private indicators are allocated, analytical dependences for an estimation of the indicator of efficiency of application of IK ОПД weighed likelihood- accuracy are presented.

Keywords: efficiency of technical system, accuracy of an estimation of the site, the indicator of efficiency weighed probability-accuracy, control of trajectories, definition of parametres of movement.

1. ВВЕДЕНИЕ

Понятие эффективности относят обычно к операции, под которой понимают любую согласованную совокупность действий, объединенных общим замыслом и единой целью. Техническая система в операции вступает в качестве средства достижения цели, в этом случае понятие эффективности операции отождествляют с понятием эффективности технической системы. Степень соответствия реального результата операции требуемому называют эффективностью операции. Результат операции, а, следовательно, и ее эффективность определяются качеством технической системы, условиями и способами ее применения по целевому назначению [1].

Оцениванию эффективности применения систем и измерительных комплексов определения параметров движения (ИК ОПД) летательных аппаратов (ЛА) посвящено значимое количество научных работ [2-11]. В указанных трудах рассматриваются два

основных подхода к описанию эффективности применения ИК ОПД с точки зрения вероятностного, точностного подходов и подходов на основе методов экспертных оценок.

Недостатком вероятностного подхода является отсутствие учета точностных характеристик траекторного контроля.

К недостаткам точностного подхода в описании эффективности применения ИК ОПД следует отнести:

- отсутствие учета условия наблюдаемости, с точки зрения теории управления, параметров движения ЛА (объектов наблюдения (ОН));
- отсутствие учета требуемого количества измерительных средств, сопровождающих ОН (выполнение требований по канальности) в зависимости от метода траекторного контроля;

Целью данной статьи является формирование взвешенного вероятностно-точностного показателя эффективности применения ИК ОПД, позволяющего делать оценку с технической точки зрения.

2. ВЫБОР СВОЙСТВ И ПОКАЗАТЕЛЕЙ

К основным свойствам эффективности применения ИК ОПД следует отнести:

1. Точность оценки местоположения ОН в ходе траекторного контроля радиолокационным, оптико-электронными системами и бортовым оборудованием ОН.

Общепринятыми метриками оценки точности местоположения ОН в зависимости от погрешности первичных измерений являются:

- информационная матрица Фишера и связанная с ней нижняя граница Крамера-Рао (НКГР) (CRLB), которая может быть визуализирована эллипсоидом рассеивания в трехмерном пространстве и позволяет оценить величину и направление ошибки;

$$\Sigma = \begin{bmatrix} \sigma_x^2 & r\sigma_x\sigma_y & r\sigma_x\sigma_z \\ r\sigma_x\sigma_y & \sigma_y^2 & r\sigma_y\sigma_z \\ r\sigma_x\sigma_z & r\sigma_y\sigma_z & \sigma_z^2 \end{bmatrix} = (J^T N^{-1} J)^{-1} = FIM^{-1}(X) \quad (1)$$

$$CRLB(X) = \text{tr}(FIM^{-1}(X)) = \text{tr}(\Sigma) \quad (2)$$

$$r\Sigma r^T = D = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_2^2 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_3^2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

где $J \in R^{n \times 3}$ - матрица частных производных $\partial \Lambda_i / \partial X_j$, вычисляемая при начальной оценке $X = X_0$;

$J_K = [J_1, \dots, J_k]^T$ - общая матрица частных производных оценок местоположения ОН от первичных измерений для ИК ОПД, состоящего из K измерительных средств траекторного контроля;

$\Lambda = [\alpha, \beta, R]$ - вектор измерений средств траекторного контроля;

$X = [x, y, z]$ - вектор местоположения ОН;

$$N = \begin{bmatrix} N_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & N_2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & N_k \end{bmatrix}$$

- общая ковариационная матрица первичных измерений ИК

ОПД, состоящего из K измерительных средств траекторного контроля;

$$N_k = \begin{bmatrix} \sigma_{\alpha_k}^2 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{\beta_k}^2 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{R_k}^2 \end{bmatrix}$$

частная ковариационная матрица первичных измерений ИК

ОПД, состоящего из K измерительных средств траекторного контроля;

— метрика характеристики вероятного отклонения (ХВО), зависящая от НГКР, которая определяет вероятность того, что ЛА окажется в пределах определенной геометрической области точек, оценивается по выражению:

$$W_1 = P\{X \in B_{3,k}\} = \iint \int_{|X-X^*| < r_s} \frac{1}{(2\pi)^{3/2} |\Sigma|^{1/2}} e^{-\left(\frac{1}{2}(X-X^*)^T \Sigma^{-1} (X-X^*)\right)} dX \quad (4)$$

Размер осей эллипсоида рассеяния определяются СКО и параметром ζ , определяемым по выражению:

$$\zeta = \sigma_X^{mp} / \sigma_X \quad (5)$$

Тогда ХВО в трехмерной системе координат может оцениваться по выражениям, представленным в таблице 1 [12]. Графическая зависимость показателя ХВО W_1 от параметра ζ представлена на рисунке 1.

Через гамма-функцию	Через функцию Лапласа $\Phi(z) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^z e^{-t^2/2} dt$
$\Gamma(\zeta^2/2, 3/2)$	$2\Phi(\zeta) - \sqrt{2/\pi} \zeta e^{-\zeta^2/2}$
Через функцию ошибок $erf(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z e^{-t^2} dt$	Через функцию $F_{\chi^2}(\zeta^2, n=3)$
$erf\left(\frac{\zeta}{\sqrt{2}}\right) - \sqrt{2/\pi} \zeta e^{-\zeta^2/2}$	$F_{\chi^2}(\zeta^2, 3)$

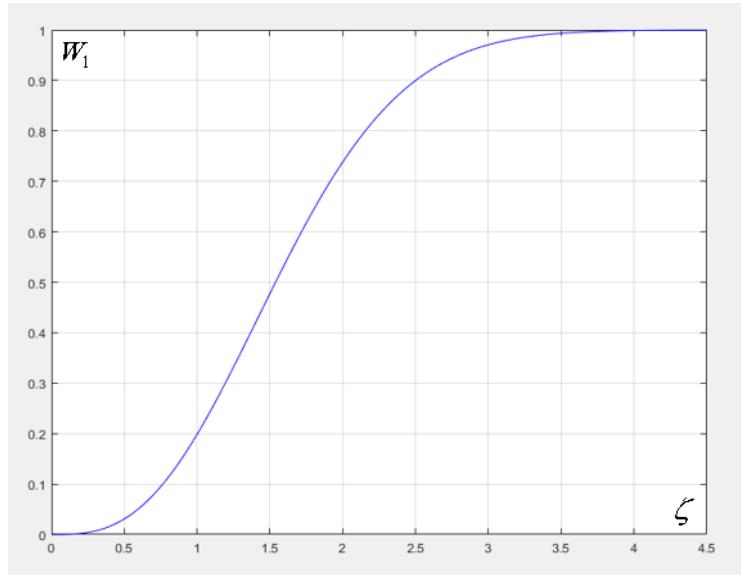


Рис.1. График зависимости показателя XBO W_1 от параметра ζ

3. Непрерывность сеансов измерений, обеспечиваемая постоянным (без срывов) сопровождением (с вероятностью срыва сопровождения не более требуемой) ЛА по всей протяженности/времени наблюдения требуемым количеством измерительных средств, при условии выполнения свойства наблюдаемости и описываемая выражением:

$$W_{2(l)} = \frac{L_h}{L} = \sum_i^l L_{hi} / L \quad (6)$$

$$W_{2(t)} = \frac{T_h}{T} = \sum_i^l T_{hi} / T \quad (7)$$

при значении вероятности срыва сопровождения $P_c \leq P_c^{mp}$, $k \leq k^{mp}$.

4. Надежность ИК ОПД - способность ИК ОПД сохранять рабочие характеристики в заданных пределах при определённых условиях эксплуатации. В зависимости от причин, вызывающих отказы, различают следующие разновидности надёжности:

- аппаратная — связана с состоянием аппаратуры ИК ОПД;
- программная — обусловлена состоянием программ используемых вычислительных устройств;
- функциональная — надёжность выполнения отдельных функций ИК ОПД.

Показателями надежности, используемыми для оценивания эффективности, могут быть:

– вероятность безотказной работы - вероятность того, что в пределах заданной продолжительности времени, в определённых условиях эксплуатации ИК ОПД не возникнет отказа, описывается выражением:

$$W_3 = \prod_{i=1}^n P_i(t) = e^{-\lambda_{\Sigma} t} \quad (8)$$

где λ_{Σ} - суммарная интенсивность отказов;

– коэффициент оперативной готовности - вероятность того, что элемент (компонент, устройство, система) окажется работоспособным в произвольный момент времени и, начиная с этого момента, безотказно проработает определённое время:

$$W_3 = \frac{t_{cp.h}}{t_{cp.h} + t_e} e^{-\lambda_\Sigma t} \quad (9)$$

где $t_{cp.h}$ - среднее время наработки ИК ОПД на отказ;

t_e - среднее время восстановления ИК ОПД.

5. Обнаруживаемость сигналов ЛА – способность ИК ОПД обнаруживать по характерным физическому принципу функционированию признакам. В качестве показателя может быть использована вероятность правильного обнаружения ЛА:

– для радиолокационных измерительных систем ИК ОПД [13, 14]:

$$q^2 = \frac{2PG^2\lambda^2\sigma\eta^2N\tau_u}{(4\pi)^3 R k_B T_\Sigma L_p L_{cogl}} = \frac{2E}{N_0} \quad (10)$$

$$P_{lm} = 1 - \Phi(Z) \quad (11)$$

$$W_4 = P_{no} = 1 - \Phi\left(Z - \sqrt{\frac{2E}{N_0}}\right) = 1 - \Phi\left(Z - \sqrt{q^2}\right) \quad (12)$$

где P – мощность полезного сигнала от цели (ЛА);

G – коэффициент усиления антенны РЛС;

η - КПД антенны РЛС;

σ - ЭПР цели (ЛА);

$E = PN\tau_u$ - энергия пачки импульсов;

$N_0 = k_B T_\Sigma$ - спектральная плотность шума;

k_B - постоянная Больцмана;

T_Σ - суммарная шумовая температура;

N - число импульсов в пачке;

τ_u - длительность зондирующего импульса;

R - дальность действия РЛС;

L_p - потери на распространение в реальной атмосфере с затуханием;

L_{cogl} - потери согласованной фильтрации;

Z - порог обнаружения;

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{z^2}{2}} dz;$$

– для оптико-электронных измерительных систем ИК ОПД [15, 16]:

$$W_4 = P_{obn} = 1 - \exp\left[-\frac{C_1 \left(\frac{K}{1+K}\right)^2 L^{0,3} d_{ob}^3 t_{ob}}{A_{u3}}\right] \quad (13)$$

$$d_{ob} = 2 \sqrt{\frac{A_{ob}}{\pi}} \quad (14)$$

$$K = \frac{|L_\phi - L_{ob}|}{L_\phi + L_{ob}} \quad (15)$$

где C_1 - постоянный нормировочный коэффициент, равный $0,763 \cdot 10^6$;

L - средняя яркость наблюдаемого ЛА в диапазоне градаций $0 \div 255$;

t_{ob} - время, отведенное на обнаружение ЛА, с;

A_{uz} - площадь анализируемого изображения, пиксел 2 ;

d_{ob} - эквивалентный диаметр объекта (ЛА), пиксел;

A_{ob} - площадь объекта, пиксел 2 ;

L_{ob} - значение яркости объекта (ЛА), усредненное по всем пикселям объекта и по всем цветовым каналам изображения;

L_ϕ - значение яркости фона, непосредственно окружающего объект (ЛА) в пределах 50% размера объекта, усредненное по всем пикселям объекта и по всем цветовым каналам изображения.

Тогда обобщенный взвешенный вероятностно-точностной показатель эффективности применения ИК ОПД может определяться выражениями вида:

$$W_{\varphi} = \prod_{i=1}^4 W_i \quad (16)$$

$$W_{\varphi} = \sum_{i=1}^4 a_i W_i \quad (17)$$

где a_i - вес i -го показателя эффективности применения ИК ОПД.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, представленный подход к оцениванию эффективности применения ИК ОПД позволяет учитывать вес i -го показателя эффективности применения ИК ОПД, а также точностные и вероятностные характеристики ИК ОПД.

ЛИТЕРАТУРА

- Надежность и эффективность в технике: Справочник: в 10 т. / Ред.совет: В.С. Авдуевский и др. – М.: Машиностроение 1986. – Т1.: Методология. Организация. Терминология. – 224 с.
- Булычев Ю.Г., Васильев В.В. Информационно-измерительное обеспечение натурных испытаний сложных технических комплексов. – М.: Машиностроение – Полет, 2016. – 440 с.
- Пылькин А.Н., Филаткин С.В. Оценка повышения эффективности систем сбора и обработки информации испытаний сложных технических комплексов при внедрении автоматических измерительных и управляющих средств [Текст] // Вестник ГРГТУ.2016. №56 / Рязань: 2016. – С. 124–130.

4. Кобзарь А. А. Физико-статистические методы комплексного оценивания летно-технических характеристик летательных аппаратов при полигонных испытаниях в условиях неопределенности исходных данных и измерительной информации // ВА РВСН им. Петра Великого. 2012.
5. Малюгин А.В., Пирухин В.А., Пилипенко Л.В. Методика оценивания эффективности комплексного применения наземных измерительных средств [Текст] // Известия ТулГУ. Технические науки. 2023. Вып.3 / Тула: 2016. – С. 377–382.
6. Буренок В.М., Найденов В.Г., Поляков В.И. Математические методы и модели в теории информационно-измерительных систем. М.: Машиностроение, 2011. 336 с.
7. Буренок В.М., Найденов В.Г. Методы повышения эффективности применения средств и систем обеспечения испытаний вооружения, военной и специальной техники. М.: Издательский дом «Граница», 2006. 274 с.
8. Марюхненко В.С. Информационный анализ навигационного обеспечения подвижных транспортных объектов: монография. – Иркутск: изд-во ИрГТУ, 2009. – 110 с.
9. Марюхненко В.С. Оценка эффективности навигационного обеспечения подвижных объектов с учетом пространственных искажений и нестационарности рабочих зон радионавигационных систем // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2007. – №2. – С.65–67.
10. Марюхненко В.С. Системный анализ навигационного обеспечения подвижных транспортных объектов: монография / Под ред. д-ра техн. наук, профессора Ю.Ф. Мухопада. – Иркутск: изд-во ИрГТУ, 2008. – 80 с.
11. Савельев А.Н. Обоснование информационного критерия эффективности и показателя качества радиолокационного комплекса // Радиотехника. – 2004. – №10 (83).
12. Фокин Г.А. Технологии сетевого позиционирования. СПбГУТ, 2020. – 558с.
13. Горбунов Ю.Н., Куликов Г.В., Шпак А.В. Радиолокация: стохастический подход. – М.: Горячая линия – Телеком, 2016. – 520 с.
14. Авиационные радиолокационные комплексы и системы: учебник для слушателей и курсантов ВУЗов ВВС / П.И. Дудник, Г.С. Кондратенков, Б.Г. Татарский, А.Р. Ильчук, А.А. Герасимов. М.: Изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2006 – 1112 с.
15. Коваленко В.П. Оптико-электронное разведывательное оборудование летательных аппаратов. – М.: ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 1990 - 182 с.
16. Травникова Н.П. Эффективность визуального поиска. - М.: Машиностроение, 1985 – 128 с.

REFERENCES

1. Reliability and efficiency in the technician: the Directory: in 10 t. / Red.sovet: V.S.Avduyevsky, etc. - M: Mechanical engineering 1986. - T1. : Methodology. The organisation. Terminology. - 224 with.
2. Bulychev J.G., Vasilev of Century of Century information-measuring maintenance of natural tests of difficult technical complexes. - M: Mechanical engineering - Flight, 2016. - 440 with.
3. Pylkin A.N., Filatkin S.V.estimation of increase of efficiency of systems of gathering and processing of the information of tests of difficult technical complexes at introduction of automatic measuring and operating means [Text]//Bulletin РГРТУ.2016. №56 / Ryazan: 2016. - With. 124-130.
4. Kobzar And. And. Fiziko-statistical methods of complex estimation of letno-technical characteristics of flying machines at полигонных tests in conditions неопределенности the initial data and the measuring information// Military academy of rocket armies of Peter the Great. 2012.

5. Maljugin A.V., Piruhin V. A, Pilipenko L.V.technique of estimation of efficiency of complex application of land measuring means [Text]//Izvestija TulGU. Engineering science. 2023. Вып.3 / Tula: 2016. - With. 377-382.
6. Burenok V. M, Naidyonov V. G, Poles of Century And. Mathematical methods and models in the theory in -Formatzionno-measuring systems. M: Mechanical engineering, 2011. 336 with.
7. Burenok V. M, Naidyonov V.G.Metody of increase of efficiency of application of means and systems of maintenance of tests of arms, the military and special technics. M: the Publishing house "Border", 2006. 274 with.
8. Marjuhnenko V. S. The information analysis of navigating maintenance of mobile transport objects: the monography. - Irkutsk: publishing house IrGtU, 2009. - 110 with.
9. Marjuhnenko V. S. An estimation of efficiency of navigating maintenance of mobile objects taking into account spatial distortions and нестационарности working zones of radio navigating systems//Electromagnetic waves and electronic systems. - 2007. - №2. - C.65-67.
10. Marjuhnenko V. S. The system analysis of navigating maintenance of mobile transport objects: the monography / Under the editorship of a Dr.Sci.Tech., professor J.F.Muhopada. - Irkutsk: publishing house IrGtU, 2008. - 80 with.
11. Savelyev A.N.substantiation of information criterion of efficiency and an indicator of quality of a radar-tracking complex//Radio engineering. - 2004. - №10 (83).
12. Fokin G.A. Network positioning technologies. St. Petersburg State University, 2020. – 558s.
13. Gorbunov Yu.N., Kulikov G.V., Shpak A.V. Radar: Stochastic approach. Moscow: Hotline – Telecom, 2016. 520 p.
14. Aviation radar complexes and systems: a textbook for students and cadets of the Air Force universities / P.I. Dudnik, G.S. Kondratenkov, B.G. Tatarsky, A.R. Ilchuk, A.A. Gerasimov. Moscow: Publishing House of the Air Force named after prof. N.E. Zhukovsky, 2006 – 1112 p.
15. Kovalenko V.P. Optical-electronic reconnaissance equipment of aircraft. Moscow: VVIA named after prof. N.E. Zhukovsky, 1990 – 182 p.
16. Travnikova N.P. The effectiveness of visual search. Moscow: Mashinostroenie, 1985 – 128 p.

Научное издание

**РАДИОЛОКАЦИЯ,
НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ**

*Сборник трудов
XXXI Международной научно-технической конференции
(г. Воронеж, 15–17 апреля 2025 г.)*

Том 5

Издано в редакции программного комитета

Подписано в печать 20.05.2025. Формат 60×84/16.
Усл. п. л. 24,0. Тираж 40 экз. Заказ 297

Издательский дом ВГУ
394018 Воронеж, пл. Ленина, 10
Отпечатано с готового оригинал-макета
в типографии Издательского дома ВГУ
394018 Воронеж, ул. Пушкинская, 3

Фотография на обложке

Макет прибора для обнаружения и регистрации электрических колебаний А. С. Попова (СССР, 1970-е).

Фотография предоставлена ЦМС имени А. С. Попова.
<https://www.rustelecom-museum.ru>

О радиоприемнике А. С. Попова

7 (25) мая 1895 г. Александр Степанович Попов на заседании Физического отделения Русского физико-химического общества в Санкт-Петербургском университете провел первую публичную демонстрацию радиоприемника, способного работать кодом Морзе, то есть различать сигналы по длительности. В схеме своего радиоприемника он использовал когерерный индикатор О. Лоджа, усилитель постоянного тока и электрический звонок, который обеспечивал электромеханическую обратную связь и звуковую индикацию сигналов.

Усилитель, в качестве которого использовалось поляризованное телеграфное реле, позволял включать на выходе приемника электрический звонок. Электромеханическая обратная связь обеспечивала автоматическое, синхронное с принимаемыми сигналами, восстановление чувствительности когерерного индикатора. Схема радиоприемника А. С. Попова стала основой для устройств радиосвязи первого поколения.

ISBN: 978-5-92734-269-3



9 785927 342693

ISBN: 978-5-92734-274-7



9 785927 342747